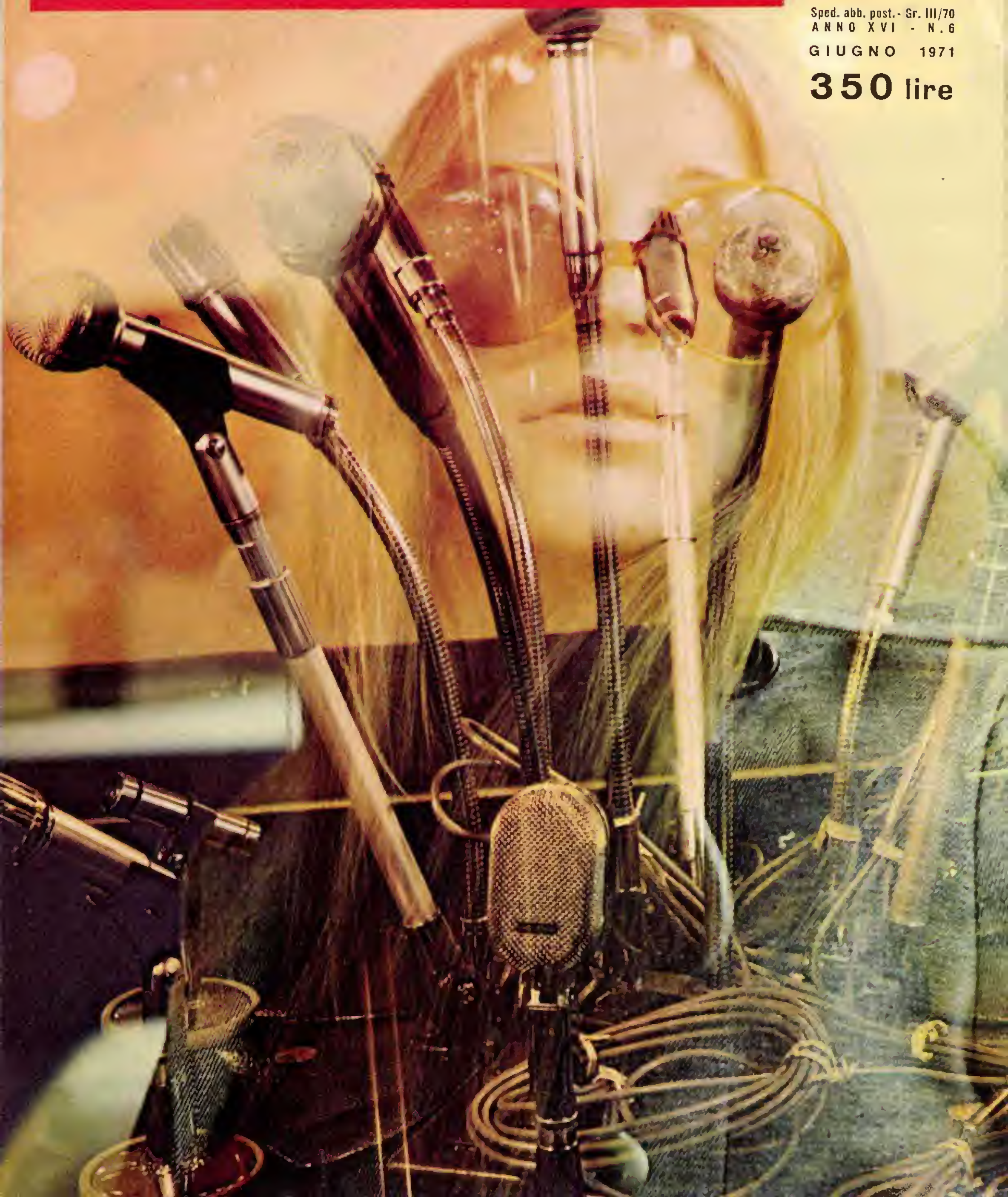
RADIORAMA

RIVISTA MENSILE EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA
IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS

Sped. abb. post. - Gr. III/70
ANNO XVI - N. 6
GIUGNO 1971
350 lire



LA COPERTINA

Dietro al microfono una voce, un volto. Una voce che si dilata, che attraversa spazi sempre più vasti, portandoci canzoni d'amore e messaggi d'amicizia.

(Fotocolor Funari-Vitrotti)



RADIORAMA

GIUGNO 1971

SOMMARIO

L'ELETTRONICA NEL MONDO

IMPARIAMO A COSTRUIRE

LE NOSTRE RUBRICHE

LE NOVITÀ DEL MESE

Anno XVI - N. 6, Giugno 1971 - Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III - Prezzo del fascicolo L. 350 - Direzione - Redazione - Amministrazione - Pubblicità: Radiorama, via Stellone 5, 10126 Torino, telefono 674432 (5 linee urbane) - C.C.P. 2/12930.

RADIORAMA

DIRETTORE RESPONSABILE	**Vittorio Veglia**
DIRETTORE AMMINISTRATIVO	Tomasz Carver
REDAZIONE	Antonio Vespa Cesare Fornaro Gianfranco Flecchia Sergio Serminato Guido Bruno Francesco Peretto
IMPAGINAZIONE	Giovanni Lojacono
AIUTO IMPAGINAZIONE	Adriana Bobba Ugo Loria Giorgio Bonis
SEGRETARIA DI REDAZIONE	Rinalba Gamba
SEZIONE TECNICA COSTRUTTIVA	Scuola Radio Elettra e Popular Electronics
SEZIONE TECNICA INFORMATIVA	Consolato Generale Britannico Philips Società Generale Semiconduttori, S.G.S. Engineering in Britain Siemens Mullard IBM Marconi Italiana
HANNO COLLABORATO A QUESTO NUMERO	Brian Sexton, Patrick Moore, Angela Gribaudo, Elio D'Elia, Silvio Dolci, Giorgio Nivesi, Renata Pentore, Aldo Melis, Beppe Padetta, Ida Verrastro, Federico Zanella, Gianni Risi, Fulvio Belloni, Antonio Sarti

RADIORAMA, rivista mensile divulgativa culturale di elettronica, radio e televisione, edita dalla SCUOLA RADIO ELETTRA in collaborazione con POPULAR ELECTRONICS ● Il contenuto dell'edizione americana è soggetto a copyright 1971 della ZIFF-DAVIS PUBLISHING Co., One Park Avenue, New York 10016, N. Y. ● È vietata la riproduzione anche parziale di articoli, fotografie, servizi tecnici o giornalistici senza preventiva autorizzazione ● I manoscritti e le fotografie anche se non pubblicati non si restituiscono; verrà dato comunque un cenno di riscontro ● Pubblicazione autorizzata con numero 1096 dal Tribunale di Torino ● Spedizione in abbonamento postale, gruppo III ● La stampa di Radiorama è effettuata da litografia interna della SCUOLA RADIO ELETTRA ● Pubblicità: Studio Parker, via Legnano 13, 10128 Torino ● Distribuzione nazionale: Diemme Diffusione Milanese, via Taormina 28, tel 68.83.407 - 20159 Milano ● RADIORAMA is published in Italy ● Prezzo del fascicolo: L. 350 ● Abbonamento semestrale (6 fascicoli): L. 2.000 ● Abbonamento per 1 anno (12 fascicoli): in Italia L. 3.900, all'estero L. 7.000 ● Abbonamento per 2 anni (24 fascicoli): L. 7.600 ● Copie arretrate, fino ad esaurimento, L. 350 il fascicolo ● In caso di aumento o diminuzione del prezzo degli abbonamenti verrà fatto il dovuto conguaglio ● I versamenti per gli abbonamenti e le copie arretrate vanno indirizzati a « RADIORAMA », via Stellone 5, 10126 Torino (assegno circolare o bancario o cartolina-vaglia), oppure possono essere effettuati sul C.C.P. numero 2/12930, Torino ● Prezzi delle inserzioni pubblicitarie: quarta di copertina a quattro colori L. 160.000; controcopertina L. 100.000; pagina a due colori L. 100.000; pagina a un colore L. 80.000; mezza pagina L. 50.000; un quarto di pagina L. 30.000; un ottavo di pagina L. 20.000.

INTERPRETAZIONE DELLE RADIOONDE PROVENIENTI DALLO SPAZIO

di Patrick Moore

Nel 1955 ebbe termine la costruzione di un nuovo grande telescopio, che venne impiantato a Jodrell Bank, presso il villaggio di Lower Withington in Cheshire, nella parte nord-occidentale dell'Inghilterra. Era uno strano telescopio, in quanto non produceva una immagine visibile dell'oggetto studiato e non permetteva certo di guardare dentro. Era un radiotelescopio, con un enorme disco metallico del diametro di 76 m, progettato per raccogliere i segnali radio provenienti dallo spazio. Da allora è stato sempre in funzione ed ha consentito sensazionali progressi nelle nostre conoscenze dell'universo. Vediamo ora qual è il compito di un radiotelescopio. La luce visibile non è tanto semplice come molti ritengono. È formata da varie lunghezze d'onda, di cui la più lunga è quella della luce rossa e la più corta quella della luce violetta; effettivamente, la luce può essere considerata come un movimento d'onde, anche se la distanza tra una cresta e la successiva è una minuscola frazione di millimetro. Se di lunghezza d'onda minore del violetto o più lunga del rosso, la luce non impressiona il nostro occhio e perciò non può essere vista: per rivelarla si devono usare strumenti speciali.

La luce che supera l'estremità rossa dello spettro visibile viene denominata infrarossa. Più oltre vengono le radioonde, le cui lunghezze d'onda possono essere di molti metri. Il termine "radioonda" può trarre in inganno, in quanto non implica necessariamente un'origine artificiale; finora l'unica forma di vita, la cui esistenza può essere provata, è quella che troviamo sulla terra, anche se alcuni astronomi moderni ritengono che devono esistere altri esseri intelligenti al di là della nostra parte di universo.

Nascita della nuova scienza - Nel 1931, un radiotecnico americano di nome Karl Jansky effettuò alcuni esperimenti con un insolito aereo. Ricercando le cause dei disturbi e del soffio che creano tante difficoltà nelle comunicazioni a grandi distanze, improvvisamente e con grande sorpresa, si accorse di ricevere segnali radio che non provenivano da una stazione terrestre. Presto riuscì a provare che giungevano dalla grande zona di stelle denominata Via Lattea e così nacque la nuova scienza della radioastronomia, anche se lo stesso Jansky non la apprezzò in tutto il suo valore e non proseguì il suo lavoro pionieristico. Prima dell'inizio della seconda guerra mondiale, un altro americano, Grote Reber, costruì il primo vero radiotelescopio, composto da un disco progettato per raccogliere e focalizzare le onde radio in modo molto simile al sistema con cui un telescopio ottico raccoglie e focalizza le onde luminose. Da allora, tuttavia, i più importanti progressi nella radioastronomia sono stati compiuti in Inghilterra.

Se i corpi celesti emettono onde luminose che ci permettono di vederli, perché non dovrebbero emettere anche onde radio che, a parte la maggiore lunghezza d'onda, sono sostanzialmente della stessa natura? Ciò sembra abbastanza logico e, durante la guerra, un gruppo di ricercatori britannici scoprì che il sole è una sorgente di radioonde. La scoperta fu accidentale ed in un primo tempo il "rumore" venne attribuito ad azione del nemico; risul-



tò presto evidente però che esiste un'emissione radio costante proveniente dal sole, con massimi spesso corrispondenti alle protuberanze solari. È importante, tuttavia, ricordare che dallo spazio non può provenire un rumore vero e proprio; le onde sonore non si possono propagare nel vuoto e l'aria diventa scarsissima ad un'altitudine superiore a poche decine di chilometri. Il soffio ed i rumori così spesso descritti nei libri e che si sentono come suoni nei radioricevitori e televisori, sono prodotti nell'apparato ricevente e rappresentano soltanto un mezzo per studiare le emissioni radio ad onde lunghe provenienti dallo spazio.

Prima identificazione positiva - Oltre al sole, sembrava che altre zone del cielo funzionassero come sorgenti di emissione radio e, in un primo tempo, i ricercatori furono molto imbarazzati. Stelle brillanti, come Sirio e Vega, non davano segnali nella gamma radio, mentre esistevano forti emissioni da regioni celesti che apparivano completamente vuote. Poi, nel 1948, venne fatta la prima identificazione positiva. Nella costellazione del Toro esiste una nube di gas in espansione detta Crab Nebula, o Nebulosa del Granchio, visibile con un piccolo telescopio e che, se fotografata con un grande strumento, mostra un'intricata struttura. La sua origine è nota: è quanto rimane di una stella esplosa nell'anno 1054, come osservarono astronomi cinesi e giapponesi. Il gas è tuttora in espansione dal vecchio centro di esplosione e si trova in stato di violenta agitazione. Non può quindi destare sorpresa se emette radiazioni di tutte le lunghezze d'onda.
Una stella che esplode distruggendosi e scagliando materiale nello spazio in tutte le direzioni viene detta "supernova". Le supernove sono rare e l'ultima osservata nel nostro sistema stellare è stata quella del 1604. È stato però rilevato che molte sorgenti radio della Galassia (e cioè del sistema di stelle di cui fa parte il sole) sono in relazione con nubi di gas che sembrano indicare antiche esplosioni di supernova. Vi sono anche molte sorgenti radio esterne alla Galassia e che sono in relazione con sistemi esterni.

Apparati appositamente progettati - In Inghilterra, i gruppi di radioastronomi di Cambridge e di Manchester si sono applicati ai nuovi problemi ed hanno progettato un'apparecchiatura appositamente adatta per i campi specifici di ricerca. Il disco di Jodrell Bank si deve alla perseveranza ed all'abilità inventiva dell'attuale direttore dell'osservatorio, il professore Sir Bernard Lovell. Quando questo studioso propose la costruzione dello strumento, si dimostrarono scettici al progetto sia i tecnici sia gli esperti finanziari. Venne fatto osservare che i problemi pratici sarebbero stati gravissimi e che il costo sarebbe stato inevitabilmente molto alto. Alla fine, tutte le difficoltà però vennero superate ed il telescopio di 76 m di Jodrell Bank entrò in funzione. Tuttora rappresenta ancora il più grande radiotelescopio dirigibile del mondo e per questa ragione può essere usato per ricerche impossibili altrove. È stato persino usato per seguire satelliti artificiali e sonde spaziali, anche se questo compito ha rappresentato una minima parte del suo programma e tutto il tempo disponibile viene ora impiegato in ricerche di sorgenti radio remote, molto al di là del nostro sistema solare.
Per la sua grande sensibilità, il telescopio in questione può rivelare emissioni radio troppo deboli per essere avvertite con la maggior parte degli altri strumenti. Ciò significa che può esplorare in profondità nello spazio, a tutto vantaggio delle conoscenze circa l'origine e lo sviluppo dell'universo; l'informazione essenziale a questo proposito deve essere tratta dalle analisi delle più remote e deboli radiogalassie. Presso l'università di Cambridge vi sono radiotelescopi di struttura completamente differente, alcuni dei quali hanno la forma di una lunga fila di aerei; le tecniche relative non sono le stesse ma le ricerche sono indirizzate su stra-

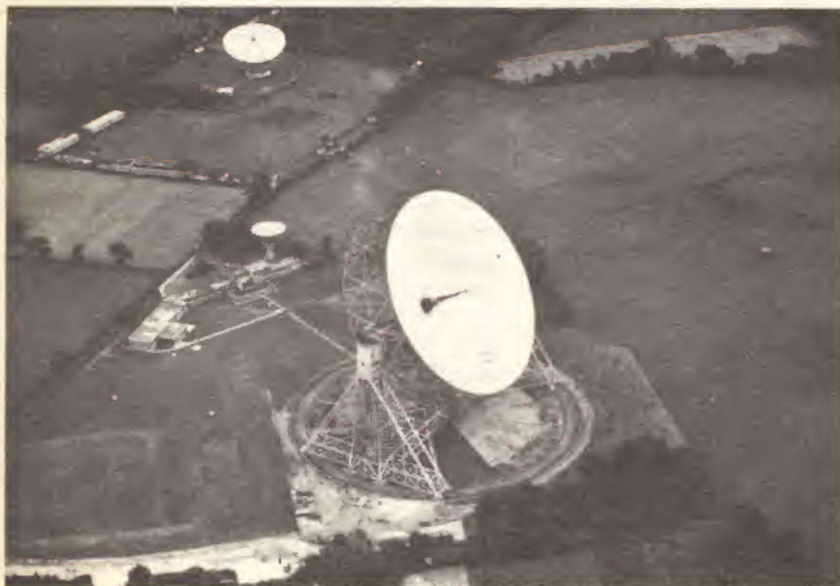
de identiche. Attualmente, si stanno effettuando nuove costruzioni e tra non molto vi sarà un potente collegamento tra Jodrell Bank ed un nuovo radiotelescopio che sarà impiantato nel Galles.

Emissioni stranamente potenti - Alcune ricerche effettuate in Inghilterra riguardavano le cosiddette radiogalassie, sistemi esterni tanto distanti che la luce da loro emessa impiega milioni di anni per arrivare alla terra. Vi sono alcune galassie stranamente potenti alle lunghezze d'onda radio e, per un certo tempo, verso il 1960, si è pensato di assistere a vere collisioni. Se due sistemi stellari si incontrano, raramente le singole stelle entrano in collisione, in quanto sono molto distanti tra loro. Le galassie passerebbero una dentro l'altra come possono fare due file di persone che marciano ordinatamente in direzioni opposte. I gas e la polvere che attorniano le stelle entrerebbero però in collisione, producendo così emissione radio. Disgraziatamente, si è scoperto presto che la quantità di energia sarebbe troppo piccola per spiegare la forza dei segnali ricevuti per cui si rese necessario rivedere tutta la teoria. Finora, nessuno è riuscito a trovare una spiegazione plausibile e quindi non si sa perché alcune galassie sono tanto potenti nella gamma radio, anche se alcune di esse mostrano indizi di una grande esplosione avvenuta nel loro interno in un remoto passato.

Lo sviluppo successivo, veramente drammatico, si ebbe nel 1963 ed anche in questa circostanza gli osservatori britannici furono tra i protagonisti. Alcune sorgenti radio sembravano relative non a nubi di gas o galassie ma a quel che sembrava una debole stella azzurra. I radioastronomi australiani poterono misurare con molta precisione le posizioni delle sorgenti radio ed il loro lavoro, unitamente a quello effettuato in Inghilterra, permise a M. Schmidt, negli Stati Uniti d'America, di dimostrare che le "stelle" erano qualcosa del tutto inaspettato. Non erano affatto stelle; qualunque fosse la loro natura, erano immensamente distanti e si allontanavano da noi ad altissime velocità. Oggi sono denominati quasar, abbreviazione dei termini inglesi "quasi stellar objects" e cioè oggetti quasi stellari.

Ancora un mistero - I quasar restano tuttora oggetti semisconosciuti. Sono molto più piccoli delle galassie ma appaiono molto più potenti; un solo quasar

Veduta aerea del famoso radiotelescopio di Jodrell Bank, situato nell'Inghilterra nord-occidentale. Dotato di un grande disco metallico di 76 m di diametro, esso costituisce il più grande e spettacolare radiotelescopio orientabile costruito finora in tutto il mondo.

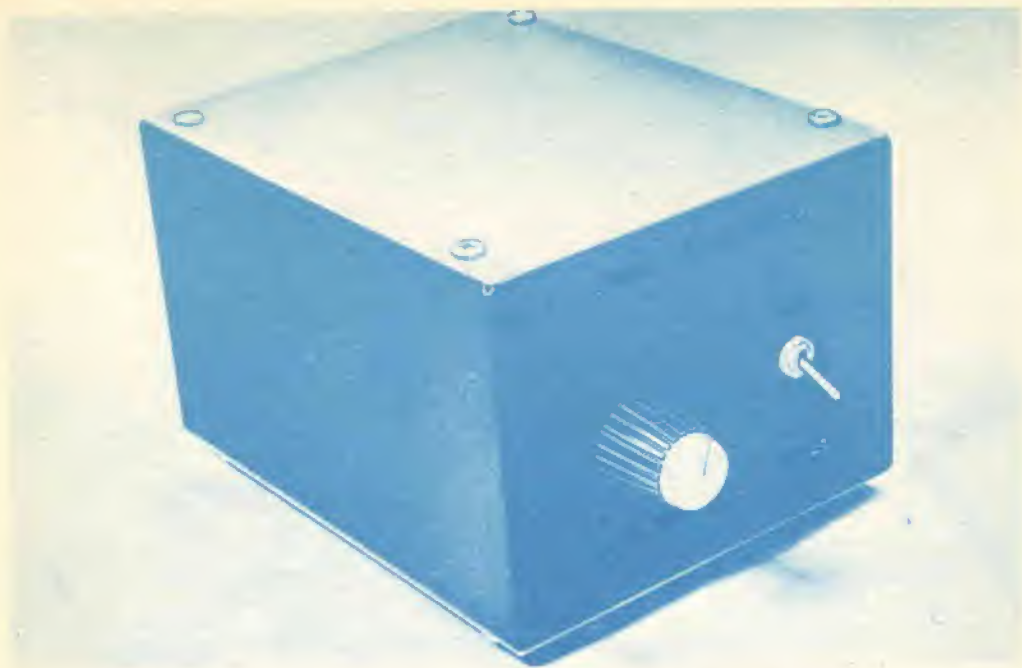




può avere una potenza pari a 200 galassie e si ricordi che una galassia media può contenere fino a 100.000 milioni di soli! Non abbiamo idea di come un oggetto relativamente piccolo come un quasar possa irradiare così potentemente ed è stata persino avanzata l'ipotesi che nei nostri ragionamenti ci può essere una pecca, in quanto i quasar possono non essere tanto remoti o superluminosi, come ritengono gli astronomi. Ciò rimane da vedere; ad ogni modo, se non fosse per i radioastronomi, i quasar sarebbero ancora sconosciuti.
Seguì, nel 1968, la scoperta dei pulsar, per merito del gruppo di studiosi di Cambridge diretto dal prof. Martin Ryle. Durante le prove sperimentali di un nuovo radiotelescopio, la signorina Jocelyn Bell (ora signora Burnell) avvertì alcuni strani e deboli segnali radio variabili rapidamente di intensità, in poco più di un secondo. Questi segnali, chiamati pulsar, causarono una grande impressione in quanto, per un certo tempo, si pensò persino che fossero dovuti a segnali intelligenti diretti verso di noi da radioastronomi abitanti su un pianeta in orbita intorno a qualche altra stella. Il lavoro di poche settimane fu sufficiente per far abbandonare questa idea, ma spiegare i pulsar si dimostrò molto più difficile.

Dozzine di pulsar identificati - Il lavoro continuò e sia a Cambridge sia a Jodrell Bank, ove il telescopio da 76 m, grazie alla sua grande manovrabilità, si dimostrò idealmente adatto alla ricerca, vennero individuati altri pulsar. Per queste ricerche il telescopio di Jodrell Bank era stato affiancato da un secondo grande disco, di progetto leggermente differente e del diametro di 64 m. Finora sono state identificate alcune dozzine di pulsar a mezzo radio e tramite un'identificazione ottica. La nostra vecchia amica, la Crab Nebula, risultò contenere un pulsar che è stato identificato come un debolissimo puntino lampeggiante in mezzo alla nube di gas. Si pensa che si tratti del piccolo, denso e caldo rimasuglio della vecchia stella, che è stata vista esplodere in pezzi dagli osservatori cinesi e giapponesi circa 900 anni fa.
Non c'è dubbio che la radioastronomia abbia un futuro quasi illimitato. Già ha dimostrato che le nostre idee sull'universo sono state troppo ristrette; una decina di anni fa infatti non sapevamo nulla sui quasar ed i pulsar, oggetti di fondamentale importanza e, come questi, possono esistere altri generi di oggetti parimenti insospettati. Inoltre, prima d'ora l'astronomia non ha mai potuto studiare tutta la gamma delle radiazioni che provengono dallo spazio.

La Gran Bretagna è all'avanguardia - Dal punto di vista tecnico, la costruzione di un grande radiotelescopio presenta grandi difficoltà, specialmente se, come nel caso di Jodrell Bank, i dischi devono essere completamente orientabili. Più volte Sir Bernard Lovell ha dichiarato che in futuro i più grandi sviluppi devono essere legati alla ricerca spaziale, cosa che ben pochi possono negare. Sulla luna, ove la gravità superficiale è solo un sesto di quella della terra, i problemi tecnici saranno ridotti anche se ne subentreranno altri.
In ogni caso, non c'è dubbio che se vogliamo investigare lo spazio il più profondamente possibile dobbiamo rivolgerci ai metodi della radioastronomia. Molto si è imparato dopo i primi esperimenti casuali del 1931 ed è giusto ammettere che in questo campo la Gran Bretagna è all'avanguardia. Ma la radioastronomia, come la astronomia convenzionale, è una scienza internazionale ed i risultati delle ricerche condotte in Gran Bretagna saranno messi a disposizione di tutte le nazioni. Non c'è dubbio che Jodrell Bank sarà ricordato finché durerà la storia, poiché il grande paraboloide puntato verso il cielo e che raccoglie i deboli segnali che ci arrivano da milioni di chilometri rappresenta un monumento dell'abilità inventiva dell'uomo. 



un accoppiatore AUDIO MULTIPLO

Isolate tra loro le entrate di registratori e riducete al minimo l'effetto di carico

Registrando su nastro dal vivo o da altre sorgenti di segnale, si possono verificare situazioni che richiedono una apparecchiatura non facilmente reperibile. Volendo, per esempio, registrare con più registratori da un giradischi solo, la pratica comune consiste nel collegare semplicemente in parallelo i registratori sulla linea del giradischi.

Questa tecnica, tuttavia, presenta due gravi inconvenienti. Se l'entrata di uno dei registratori si interrompe, il livello del segnale d'entrata degli altri registratori aumenta; se invece l'entrata di uno dei registratori va in cortocircuito, il livello del segnale in entrata negli altri registratori si riduce a zero o quasi.

Per evitare questi inconvenienti, è necessario isolare tra loro le linee d'entrata dei registratori, e ciò può essere ottenuto con il semplice ed economico accoppiatore audio multiplo che descriviamo. Oltre ad assicurare l'isolamento dei circuiti d'entrata, questo dispositivo, la cui risposta in frequenza è di 12 Hz — 100.000 Hz ± 1 dB, fornisce un guadagno compreso tra 8 dB e 10 dB in rapporto con l'effetto di carico del registratore. Anche la cifra di rumore è buona: più di 70 dB sotto l'uscita specificata usando un'alimentazione a batteria. L'intero circuito è contenuto in una scatoletta da 12,5 x 10 x 7,5 cm.

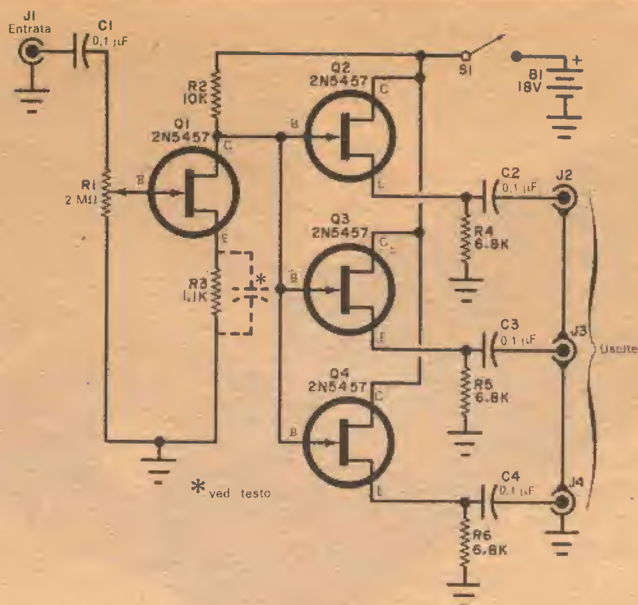


Fig. 1 - Il circuito accoppiatore multiplo è stato progettato per fornire a più registratori segnali indipendenti con una sola sorgente di segnale. Un guasto in uno degli stadi non ha effetto sugli altri.

MATERIALE OCCORRENTE

B1 = due batterie da 9 V per transistori, in serie
C1, C2, C3, C4 = condensatori a disco da 0,1 μF
J1, J2, J3, J4 = jack telefonici
Q1, Q2, Q3, Q4 = transistori ad effetto di campo Motorola 2N5457 *
R1 = potenziometro logaritmico da 2 MΩ
R2 = resistore da 10 kΩ - 0,5 W
R3 = resistore da 1,1 kΩ - 0,5 W
R4, R5, R6 = resistori da 6,8 kΩ - 0,5 W
S1 = interruttore semplice a slitta od a pallina

Condensatore elettrolitico da 50 μF - 15 VI (facoltativo, ved. testo), scatoletta metallica da 12,5 x 10 x 7,5 cm, circuito stampato o basetta fenolica perforata, viti e dadi, staffetta a U per le batterie, filo per collegamenti, stagno e minuterie varie

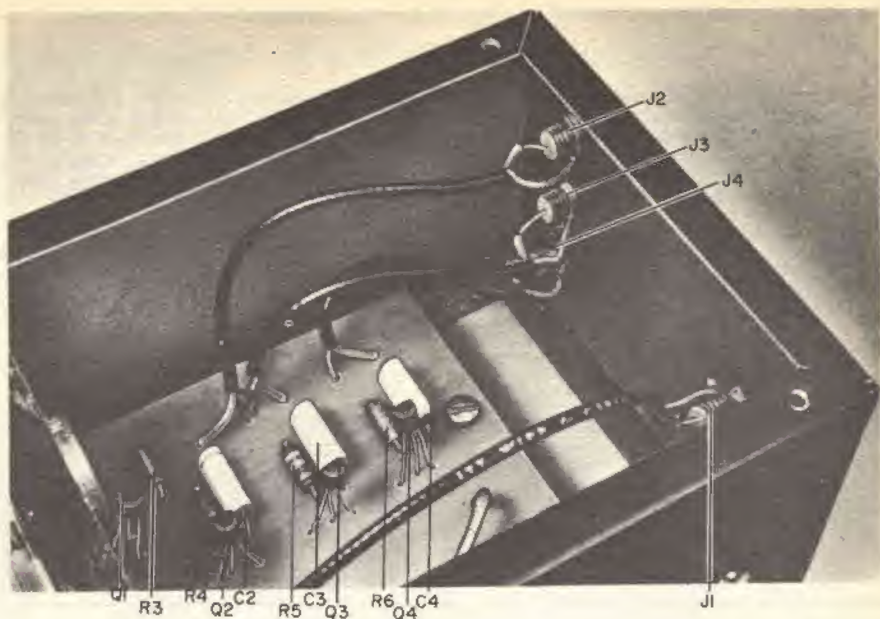
*** I componenti Motorola sono distribuiti in Italia dalla Celdis Italiana S.p.A., via Mombarcaro 96 - 10136 Torino, oppure via Dario Papa 8/62 - 20125 Milano.**

Il circuito - Come si vede nella *fig. 1*, l'accoppiatore audio multiplo è composto da uno stadio d'entrata con un solo FET e da tre (o più) stadi d'uscita con FET distinti, funzionanti come ripetitori d'emettitore. Quindi, non solo le linee d'uscita sono isolate tra loro, ma sono isolate tra loro anche l'entrata e le uscite.

La sorgente di programma, collegata all'accoppiatore multiplo per mezzo di J1, può essere un microfono, un sintonizzatore, un giradischi od un registratore a nastro. Il segnale prodotto dalla sorgente di programma subisce un'amplificazione nello stadio con Q1 e poi viene fatto passare attraverso gli stadi ripetitori d'emettitore Q2, Q3 e Q4, dai quali passa ai diversi registratori.

Ogni stadio d'uscita viene pilotato dalla stessa quantità di corrente di segnale e tutti gli stadi d'uscita forniscono un segnale d'uscita quando all'entrata dell'accoppiatore multiplo viene applicato un segnale. Il potenziometro R1 controlla il livello del segnale d'entrata contemporaneamente in tutti i canali. Questo controllo si regola per il registratore meno sensibile del sistema; si regolano poi i controlli del livello di registrazione degli altri registratori per ottenere registrazioni esenti da distorsione.

Con un carico ad alta impedenza, l'accoppiatore multiplo ha un guadagno su-



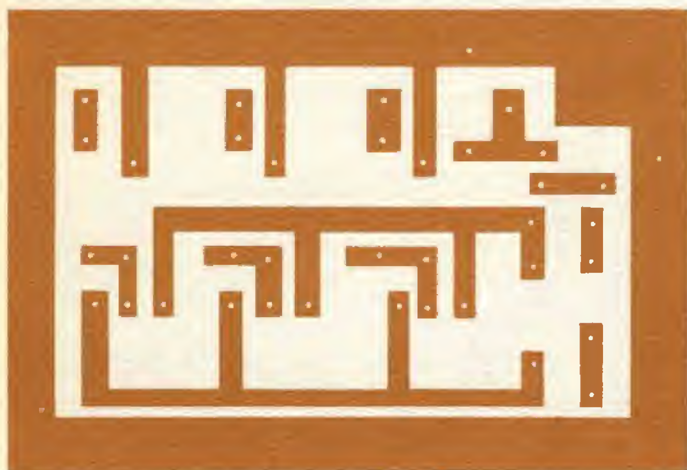


Fig. 2 - Disegno in grandezza naturale del circuito stampato. In alto si vedono le parti montate sulla basetta, che è fissata sulla scatola.

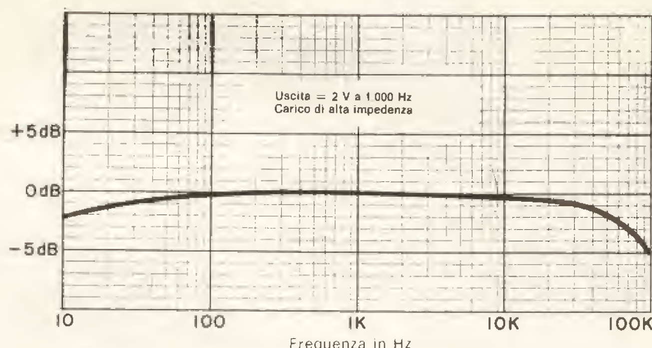
periore a 10 dB, il quale però diminuisce a mano a mano che il carico si avvicina ai 3.300 Ω. Carichi di impedenza minore devono essere evitati, in quanto la distorsione aumenta se il carico è inferiore a tale valore. Si può, tuttavia, ottenere un'impedenza d'uscita più bassa dividendo R4, R5 e R6 e prelevando l'uscita dalla presa più bassa. Ciò ridurrà il guadagno, che però potrà essere ripristinato aggiungendo un condensatore elettrolitico da 50 μF 15 Vl in parallelo a R3.

Volendo più di tre canali d'uscita, basta aggiungere semplicemente gli stadi voluti analogamente a Q2-R4-C2. Per tutti gli scopi pratici, si limiti a sei il numero massimo degli stadi.

Costruzione - Per la costruzione dell'accoppiatore audio multiplo è meglio

Valutazione del progetto effettuata dai laboratori Hirsch-Houck

L'accoppiatore audio multiplo ha tutto il responso in frequenza dichiarato dall'autore del progetto; sembra, tuttavia, che il responso scenda alquanto a 100 kHz. Nella gamma audio, però, il responso in frequenza è piatto. I risultati delle prove effettuate sono i seguenti: guadagno di 8,7 dB a 1.000 Hz; massima uscita: 4,65 V; impedenza di uscita: 1.200 Ω. Se riferite a 1.000 Hz, le uscite di 0,1 V, 0,3 V, 1 V, 2 V, 3 V e 4 V producono distorsioni armoniche totali rispettivamente dello 0,082 %, 0,19 %, 0,58 %, 1,22 %, 1,8 % e 2,5 %.



usare un circuito stampato, come quello illustrato in grandezza naturale nel particolare in basso della *fig. 2,* mentre nel particolare in alto è visibile la disposizione dei componenti. Volendo, tuttavia, il circuito può essere montato su una basetta di laminato fenolico perforato.

Qualunque sia la tecnica costruttiva adottata, si monti la basetta circuitale entro una scatola metallica da 12,5 x 10 x 7,5 cm (ved. *fig.* 3). I jack telefonici d'entrata e d'uscita si montano sul pannello posteriore e, se si usa l'alimentazione a batteria, le due batterie da 9 V si montano di fianco alla basetta circuitale. Sul pannello frontale si fissano l'interruttore ed il potenziometro.



Fig. 3 - Le due batterie da 9 V per transistori, collegate in serie, si possono fissare alla scatola con staffette a U o con una piccola maniglia per cassetti.

I componenti esterni alla basetta circuitale si collegano ai punti dovuti della basetta, usando cavetto schermato per i jack d'entrata e d'uscita. Al termine del montaggio, si chiude la scatola, e si possono iniziare le registrazioni multiple su nastro. 

CONDENSATORI MINIATURIZZATI per montaggio su CIRCUITI STAMPATI

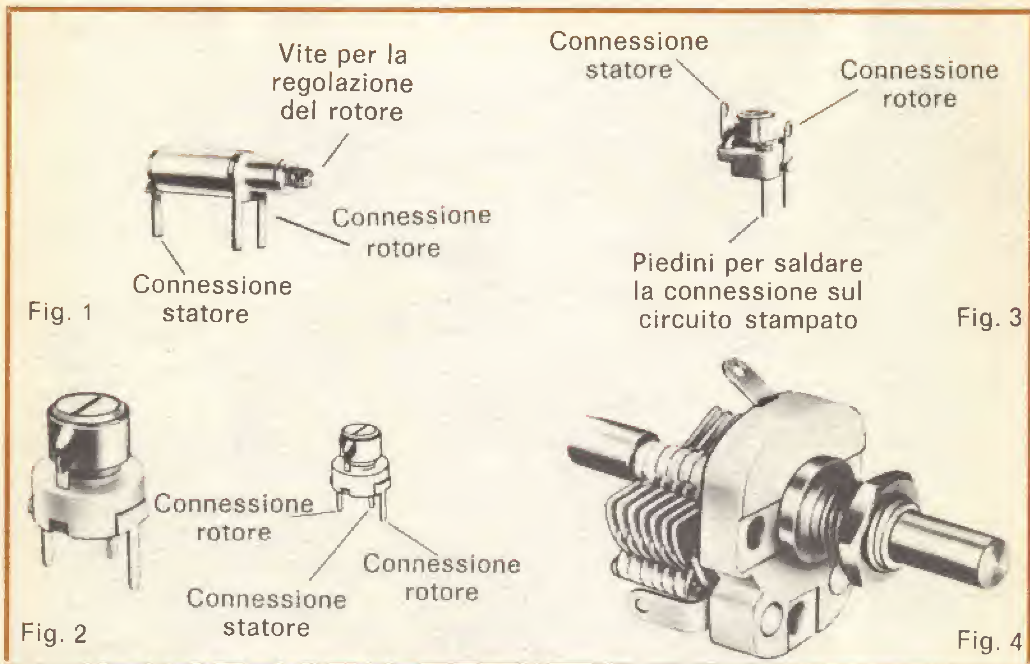
La Jackson Brothers Ltd. (concessionaria per l'Italia G.B.C. Italiana, C.so Buenos Ayres 19 - Milano) ha progettato recentemente una serie di condensatori di compensazione con dielettrico in PTFE, i quali consistono essenzialmente di un rotore di ottone e di un manicotto di PTFE che può essere avvitato su uno statore di ottone. Tutti i condensatori hanno piedini di fissaggio per il pannello del circuito stampato, conformi agli standard internazionali.

Il modello 408 PC, condensatore di compensazione per montaggio orizzontale (*fig. 1*), ha un diametro di soli 5 mm ed una capacità minima assai bassa di soli 0,25 pF; gamma di capacità: 8 pF.

Il modello Tefter da 8 mm per HF, VHF e UHF (*fig. 2*) ha una base circolare di ceramica di soli 8 mm di diametro. I piedini di fissaggio costituiscono anche i collegamenti tra statore e rotore. Capacità minima: inferiore a 2 pF; gamma di capacità: superiore a 8 pF.

Il C16 Tefter PM (*fig. 3*) ha una base quadrata di 9,5 mm e piedini separati, isolati elettricamente dai collegamenti con lo statore ed il rotore, che permettono di sistemare circuiti ad alta frequenza su pannelli di circuiti stampati.

Quando i condensatori Tefter sono collegati alla rete (per esempio, nei televisori) si può utilizzare una prolunga di nailon collegabile alla vite del rotore, conforme ai regolamenti di sicurezza, per impedire che la capacità del cacciavite interferisca con la regolazione.



Un altro condensatore a capacità variabile, l'Airtune C804E (*fig. 4*) è del tipo a lame con dielettrico d'aria e con estensione posteriore dell'asse del rotore, che permette l'aggiunta di parecchi componenti, se necessari. Gamma di capacità: 25 pF, 50 pF, 100 pF o 150 pF. ★

UN FILTRO ANTIROMBO E ANTIFRUSCIO

Molte volte negli impianti di amplificazione ad alta fedeltà si riscontrano "imperfezioni" nella riproduzione, che non sono causate né dall'amplificatore di potenza né tanto meno dal preamplificatore.

Quali sono queste "imperfezioni"?

1. Il ronzio.
2. Borbottii strani (in inglese "rumble") che deformano la riproduzione sonora quasi come una distorsione.
3. Fruscii vari.

Analizziamo più da vicino queste imperfezioni.

Ronzio - Può essere causato da un filtraggio insufficiente sia della tensione di alimentazione dell'amplificatore di potenza, sia di quella del preamplificatore: in questo caso, qualche condensatore elettrolitico in più nelle cellule di filtraggio degli alimentatori migliorerebbe la riproduzione.

Altre fonti di ronzio possono essere i campi dispersi del trasformatore di alimentazione che "investono" qualche componente o qualche parte del circuito od addirittura la capsula del fonorivelatore, specialmente se questo è di tipo magnetico. In questo caso, basterà o allontanare da questi componenti il trasformatore di alimentazione, oppure ruotarlo cercando di trovare una posizione tale che il suo flusso disperso risulti minimo nella direzione di questi componenti.

Borbottii - Questi, generalmente, sono causati dal motore del giradischi o dagli organi ad esso connessi, come pulegge ed elementi di trasmissione. Tali organi, essendo in movimento, possono far vibrare il piatto portadischi e questa vibrazione può essere captata dal fonorivelatore.

Questo inconveniente può essere provocato anche da un'eventuale risonanza meccanica del braccio del fonorivelatore.

La frequenza di questi "borbottii" si aggira all'incirca sui 20 Hz; la loro eliminazione è possibile effettuando un "taglio" molto ripido della banda passante del sistema di amplificazione in corrispondenza di queste frequenze.

Ma non è possibile effettuare un simile taglio agendo sul normale controllo di tono delle note basse, in quanto, in questo caso, si attenuerebbero anche le frequenze dagli 800 Hz in giù, peggiorando notevolmente la risposta ai bassi di tutto il sistema di amplificazione.

Con il filtro descritto in questo articolo si riesce invece ad attenuare, ed in qualche caso ad eliminare, il suddetto "borbottio" senza ridurre la risposta dei segnali con frequenza al di sotto degli 800 Hz.

Fruscio - Questo fenomeno in genere si riscontra quando si vogliono riprodurre dischi costruiti con tecniche superate o dischi vecchi (a 78 giri) e con il solco danneggiato. Altra causa può essere una testina con puntina consumata o scheggiata.

Il fruscio si nota pure nella riproduzione di nastri magnetici registrati a bassa velocità e nella ricezione radio, specialmente sulle onde medie e corte (modulazione di ampiezza).

Anche il fruscio non è possibile attenuarlo con il regolatore di tono per le note alte, in quanto, per ridurre notevolmente

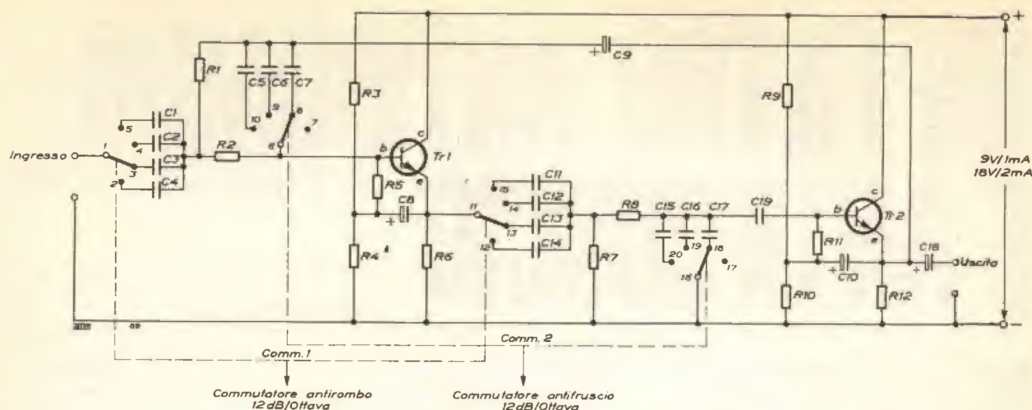


Fig. 1 - Schema elettrico del filtro antifruscio/antirombo.

MATERIALE OCCORRENTE

(reperibile presso i rivenditori autorizzati Philips-Elcoma)

TR1 = transistore BC 148 (A-B) oppure BC 108 (A-B)
TR2 = transistore BC 148 (A-B) oppure BC 108 (A-B)
C1 = condensatore in polietilene da 10.000 pF, ±20% (2222.342.44103)
C2 = condensatore in polietilene da 15.000 pF, ±20% (2222.342.44153)
C3 = condensatore in polietilene da 33.000 pF, ±20% (2222.342.44333)
C4 = condensatore in polietilene da 220.000 pF, ±20% (2222.342.44224)
C5 = condensatore ceramico a placchetta da 470 pF (2222.630.03471)
C6 = condensatore ceramico a placchetta da 270 pF (2222.630.03271)
C7 = condensatore ceramico a placchetta da 180 pF (2222.630.03181)
C8 = condensatore elettrolitico da 10 μF, 25 V (2222.002.16109)
C9 = condensatore elettrolitico da 10 μF, 25 V (2222.002.16109)
C10 = condensatore elettrolitico da 10 μF, 25 V (2222.002.16109)
C11 = condensatore in polietilene da 10.000 pF, ±20% (2222.342.44103)
C12 = condensatore in polietilene da 15.000 pF, ±20% (2222.342.44153)
C13 = condensatore in polietilene da 33.000 pF, ±20% (2222.342.44333)
C14 = condensatore in polietilene da 220.000 pF, ±20% (2222.342.44224)
C15 = condensatore ceramico a placchetta da 470 pF (2222.630.03471)
C16 = condensatore ceramico a placchetta da 270 pF (2222.630.03271)
C17 = condensatore ceramico a placchetta da 180 pF (2222.630.03181)
C18 = condensatore elettrolitico da 10 μF, 25 V (2222.002.16109)
C19 = condensatore in polietilene da 22.000 pF, ±20% (2222.342.44223)
R1 = resistore da 150 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33154)
R2 = resistore da 82 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33823)
R3 = resistore da 180 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33184)
R4 = resistore da 270 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33274)
R5 = resistore da 150 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33154)
R6 = resistore da 10 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33103)
R7 = resistore da 100 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33104)
R8 = resistore da 100 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33104)
R9 = resistore da 180 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33184)
R10 = resistore da 270 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33274)
R11 = resistore da 150 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33154)
R12 = resistore da 10 kΩ - 1/4 W, ±5% (2322.101.33103)

Piastra del circuito stampato, 2 commutatori rotanti a 2 vie e 4 posizioni, fili di collegamento, manopole, minuterie meccaniche e varie
NOTA - Le cifre poste fra parentesi, in corrispondenza dei vari materiali, indicano i numeri di codice dei componenti Philips-Elcoma usati per la costruzione del prototipo.

il contenuto delle frequenze di fruscio (solitamente superiori a 7 ÷ 10 kHz), si verrebbero a ridurre notevolmente anche tutte le frequenze superiori a 1 kHz (note alte).

In questo caso, l'impiego del filtro qui descritto permette di ottenere un "taglio" molto ripido in corrispondenza delle frequenze del fruscio, senza impoverire il contenuto delle note alte.

Nel filtro antirombo e antifruscio, il forte taglio (pendenza di circa 12 dB per ottava) sia delle frequenze elevate (fruscìo) sia delle frequenze basse (borbottio) è ottenuto impiegando due doppi circuiti di reazione negativa indipendenti, collegati fra due transistori funzionanti nel tipico circuito di "emitter-follower".

Questo filtro potrà essere inserito fra il preamplificatore e l'amplificatore di potenza, oppure direttamente tra il fonorivelatore ed il preamplificatore, nel caso che il fonorivelatore abbia un'uscita ad alta impedenza (fonorivelatori ceramici). La distorsione armonica causata da questo filtro è inferiore allo 0,15% su tutta la

banda delle frequenze trasmesse (20 Hz - 20.000 Hz).

Descrizione del circuito - I due transistori impiegati sono elettricamente collegati in modo da presentare un ingresso con impedenza elevata ed un'uscita con impedenza bassa (*fig. 1*). Inoltre, la tensione di ingresso del filtro è uguale alla tensione di uscita e, di conseguenza, l'amplificazione è uguale a 1. Queste condizioni sono valide per tutta la gamma delle frequenze trasmesse solo quando il commutatore si trova nella posizione "lineare" (curva 1-1' di *fig. 2*). In questa posizione, quindi, non si ha né amplificazione né attenuazione delle frequenze della banda. Quando invece il commutatore viene commutato nelle posizioni "antifruscio" (curve 2', 3', 4' di *fig. 2*) oppure "antirombo" (curve 2, 3, 4 di *fig. 2*), l'amplificazione nella zona centrale della banda è ancora uguale a 1, mentre l'attenuazione oltre i punti a — 3 dB aumenterà nella misura di 12 dB per ottava. Questa marcata attenuazione delle frequenze molto alte e di quelle molto basse, non interessando la porzione centrale delle frequenze trasmesse dal filtro, permetterà di ridurre od addirittura di eliminare tutti i fenomeni di fruscio ed i borbottii a cui abbiamo accennato in precedenza.
La tensione di alimentazione del filtro può andare dal valore di 9 V a quello di 18 V e dovrà essere collegata in corrispondenza dei punti indicati con + e — nello schema (*fig. 1*). L'assorbimento di corrente ammonta soltanto a 1 mA quando la tensione di alimentazione è di 9 V, ed a 2 mA quando la medesima ha il valore di 18 V. Per l'alimentazione del filtro possono essere impiegate batterie piatte da 4,5 V in numero da due a quattro, ovviamente collegate in serie, oppure l'alimentazione potrà essere prelevata dall'alimentatore del preamplificatore.

Impedenza di ingresso del filtro - L'impedenza d'ingresso di questo filtro ha il valore di circa 680.000 Ω e, di conseguenza, per non avere un'apprezzabile at-

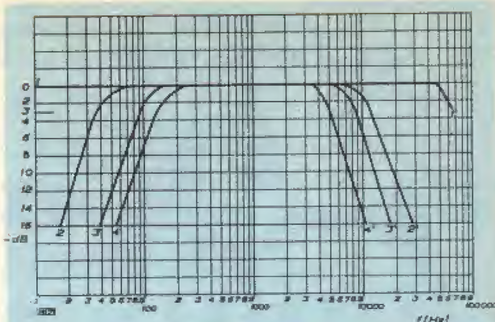


Fig. 2 - Curve caratteristiche di risposta del filtro. A sinistra, sono indicate le curve di attenuazione antirombo; a destra quelle antifruscio.

tenuazione del segnale, è necessario collegare il filtro ad apparecchiature (per esempio, preamplificatori) aventi un'impedenza di uscita non superiore a 500 kΩ, oppure a fonorivelatori a cristallo o ceramici, come già detto. Ovviamente, qualora si desideri un valore più basso dell'impedenza di ingresso del filtro, ciò sarà ottenuto collegando un resistore in parallelo all'ingresso del filtro medesimo. L'esatto valore in ohm di questo resistore (R), può essere calcolato impiegando la seguente formula:

$$R = \frac{680.000 \times Zi}{680.000 - Zi}$$

nella quale Zi è il valore desiderato dell'impedenza di ingresso del filtro.
Qui di seguito riportiamo alcuni valori (arrotondati) che deve assumere il resistore R da porre in parallelo all'ingresso del filtro, qualora si desiderino i seguenti valori di impedenza di ingresso:

per Zi = 330.000 Ω, R = 680.000 Ω
per Zi = 100.000 Ω, R = 150.000 Ω
per Zi = 47.000 Ω, R = 47.000 Ω
per Zi = 10.000 Ω, R = 10.000 Ω

Per i due ultimi valori si vede come la resistenza di ingresso del filtro dipenda esclusivamente dal valore del resistore posto in parallelo (R).

Il commutatore antirombo - Per la selezione dei differenti valori di attenuazione del "rombo", in genere viene impiegato un commutatore a 2 vie e 4 posizioni. I contatti fissi (vie) di questo commutatore sono rispettivamente indicati nel-

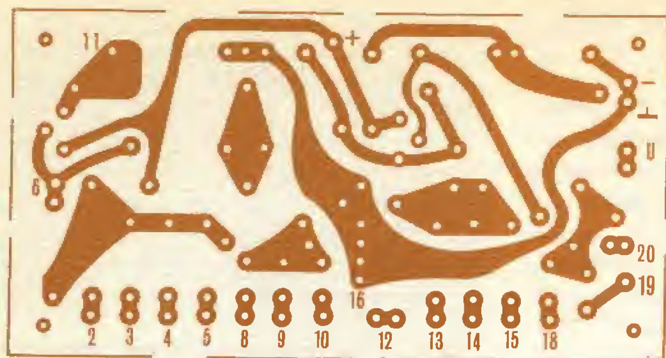


Fig. 3 - Illustrazione del circuito stampato in grandezza naturale.

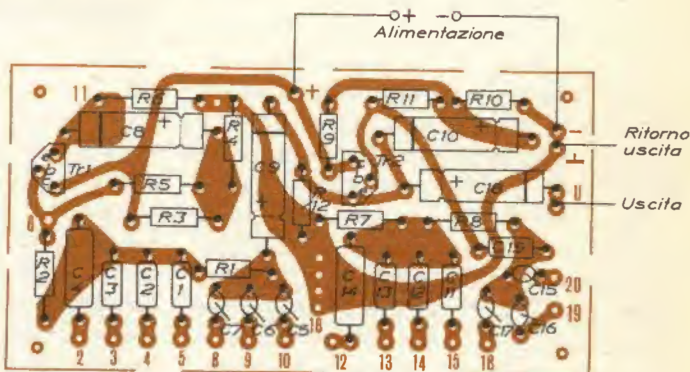


Fig. 4 - Disposizione dei componenti del filtro sopra la piastrina del circuito stampato.

lo schema con i numeri *1* e *11*, mentre i contatti mobili (posizioni) sono indicati rispettivamente con i numeri 2, 3, 4, 5 per il contatto fisso *1*, e con i numeri 12, 13, 14, 15 per il contatto fisso *11*. Il contatto fisso *1* è collegato all'ingresso del filtro, mentre il contatto fisso *11* è collegato all'emettitore del transistore TR1, montato in un circuito emitter-follower. Il conduttore collegato al contatto fisso *1* del commutatore dovrà essere ovviamente schermato e lo schermo dovrà essere collegato su un punto di massa del circuito stampato (punto 16 della *fig. 3*).

Se la tensione di alimentazione è di 18 V, il valore massimo del segnale da applicare all'ingresso sarà di 5 V, mentre per una tensione di alimentazione di 9 V, il massimo valore della tensione applicata all'ingresso sarà di 2,5 V.

I valori di attenuazione ottenibili nelle quattro posizioni del commutatore "antirombo" sono i seguenti (parte sinistra della curva di *fig. 2*):

Posizione 1: collegamento di *1* con 2 e di *11* con 12 = nessuna attenuazione (condizione di linearità, curva 1 - 1').

Posizione 2: collegamento di *1* con 3 e di *11* con 13 = attenuazione di 3 dB in corrispondenza di 35 Hz (curva 2 di *fig. 2*).

Posizione 3: collegamento di *1* con 4 e di *11* con 14 = attenuazione di 3 dB a 90 Hz (curva 3 di *fig. 2*).

Posizione 4: collegamento di *1* con 5 e di *11* con 15 = attenuazione di 3 dB a 120 Hz (curva 4 di *fig. 2*).

Naturalmente, la successione di queste quattro posizioni può essere invertita, nel qual caso però dovranno essere mantenute le interconnessioni caratteristiche di ciascuna posizione.

È parimenti evidente che, volendo usare una sola posizione e cioè un solo valore di attenuazione, il commutatore può essere eliminato; in questo caso, il cavo schermato di ingresso viene collegato direttamente ad uno dei terminali scelti (2, oppure 3, oppure 4, oppure 5) mentre il punto *11* sarà collegato al corrispondente terminale (per esempio, al 12 se prima era stato scelto il terminale 2, e così via).

Per apparecchiature stereo, i filtri da

impiegare saranno due e, precisamente, uno dovrà essere inserito nel canale sinistro e l'altro nel canale destro. Siccome però in questo caso si deve poter effettuare la commutazione contemporanea delle varie posizioni dei due filtri, il commutatore dovrà essere a 4 vie.
Al posto di un commutatore rotativo può essere impiegato anche un commutatore a pulsante; in tal caso, i quattro pulsanti necessari dovranno essere meccanicamente collegati, in modo che premendo un pulsante venga automaticamente disinserito quello in precedenza abbassato.
Per riproduzioni monofoniche che prevedono l'impiego di un unico filtro, il pulsante dovrà essere munito di due contatti; nel caso di riproduzioni stereofoniche per cui sono necessari due filtri, ogni pulsante dovrà azionare e chiudere quattro contatti.

Il commutatore antifruscio - Il commutatore antifruscio deve svolgere una funzione analoga al commutatore antirombo; anch'esso è del tipo a 2 vie e 4 posizioni. In particolare, questo commutatore dovrà collegare in successione i contatti fissi 6 e *16* rispettivamente ai contatti mobili 7, 8, 9, 10 e 17, 18, 19, 20. I valori di attenuazione ottenibili in queste quattro posizioni sono i seguenti (curve di destra della *fig. 2*):
Posizione 1: collegamento di 6 con 7 e di *16* con 17 = nessuna attenuazione (curva 1 - 1' della *fig. 2*).
Posizione 2: collegamento di 6 con 8 e di *16* con 18 = attenuazione di 3 dB in corrispondenza di 12.000 Hz (curva 2' della *fig. 2*).
Posizione 3: collegamento di 6 con 9 e di *16* con 19 = attenuazione di 3 dB in corrispondenza di 8.500 Hz (curva 3' della *fig. 2*).
Posizione 4: collegamento di 6 con 10 e di *16* con 20 = attenuazione di 3 dB in corrispondenza di 5.000 Hz (curva 4' della *fig. 2*).
Come risulta dallo schema, i punti 7 e 17 non sono collegati ad alcun condensatore, e pertanto i terminali del commutatore dovranno rimanere liberi.
Come già detto a proposito del commutatore antirombo, se interessa una sola posizione di attenuazione del fruscio, rimane del tutto inutile l'impiego di questo commutatore ed, in questo caso, i punti *6* e *16* dovranno essere collegati rispettivamente ai relativi condensatori della posizione prescelta.
Per l'impiego in apparecchiature sia monofoniche (1 filtro) sia stereofoniche (2 filtri), è possibile usare, al posto del commutatore rotativo, unità a pulsante identiche a quelle richieste per l'attenuazione del "rombo".

Impedenza d'uscita - L'uscita del filtro è a bassa impedenza (circa 500 Ω). Di conseguenza, il cavo che collega l'uscita di questo filtro con l'ingresso dell'amplificatore di potenza oppure con l'ingresso di un circuito per il controllo dei toni, difficilmente capterà segnali spuri (ronzìo di rete, per esempio). È preferibile, però, che anche questo cavo sia schermato, ad eccezione dei casi in cui tale collegamento sia estremamente corto. Il filo interno del cavo dovrà essere collegato al terminale d'uscita del filtro, mentre la calza schermante sarà collegata al negativo dell'alimentazione. Se l'amplificatore di potenza ed il filtro antirumore e antirombo sono alimentati da una stessa sorgente di alimentazione, e se anche il (—) dell'amplificatore di potenza è collegato a massa, la calza schermante del cavo potrà essere collegata alla massa dell'amplificatore di potenza.
Nella *fig. 3* è riportato il circuito stampato in grandezza naturale, mentre nella *fig. 4* è illustrata la disposizione dei componenti sul circuito stampato stesso.

Costruzione - Si montino i vari componenti sulla piastrina del circuito stampato, come indicato nella *fig. 4*. I numeri riportati nella parte inferiore del circuito stampato corrispondono alle varie posizioni dei due commutatori (vedi schema elettrico della *fig. 1*). A questi, pertanto, andranno collegati i conduttori che vanno ai contatti mobili dei commutatori. In corrispondenza dei numeri *6*, *11* e *16*

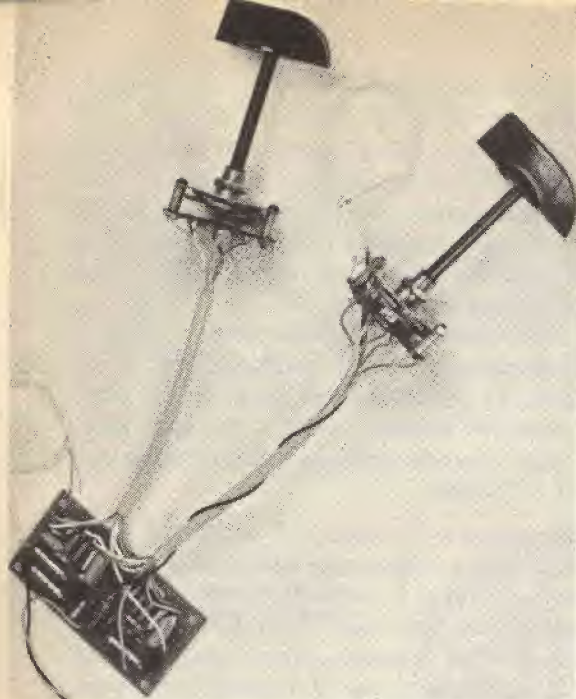


Fig. 5 - Il filtro antirumore/antirombo completo.

all'interno del circuito stampato andranno invece collegati i conduttori che fanno capo ai contatti fissi dei commutatori. Evidentemente, al contatto fisso *1* del commutatore 1 (antirombo) sarà collegato il terminale "ingresso" del filtro.

Nella *fig. 5* è visibile il circuito del filtro con i due commutatori collegati. I fili di collegamento non debbono essere più lunghi di circa 15 cm. Sul commutatore sinistro è visibile il cavetto schermato d'ingresso del filtro, mentre a destra del circuito stampato si può vedere il cavetto schermato dell'uscita del filtro. I fili in alto sono quelli di collegamento alla tensione di alimentazione.

Un prototipo di questo filtro è stato realizzato (ad eccezione del contenitore, dei commutatori, e di altre minuterie facilmente reperibili) con componenti in vendita presso i distributori autorizzati della Philips-Elcoma. Il circuito stampato può invece essere realizzato impiegando i sistemi comuni di costruzione.

Questo articolo è stato redatto in collaborazione con la Philips-Elcoma; per ulteriori informazioni sul progetto e sui materiali occorrenti rivolgersi alla redazione di Radiorama. ★

Distributori autorizzati della Philips - Elcoma

Filiale di TORINO
BRUNI & SPIRITO - Via Lamarmora 13, ALESSANDRIA
CAROZZINO AUGUSTO - Via Giovanetti 49, GE/SAMPIERDARENA
CARTER DI DURANDO - Via Saluzzo 11 bis, TORINO
DI SALVATORE & COLOMBINI - Piazza Brignole 10 R, GENOVA
RACCA GIANNI - Corso Adda 7, VERCELLI

Filiale di PADOVA
FORNIRAD - Via Cologna 10, TRIESTE
OREL - Via Cas. Ospital. Vec. 6, VERONA
PINOS F.LLI - Viale Trieste 3, PORTOGRUARO (VE)
RADIOF. VENETE - Via E. Degli Scrovegni 5, PADOVA

Filiale di MILANO
COPEA - Via Solferino 31, INVERUNO (MI)
FEN - Viale Volta 54, NOVARA
FERT - Via Anzani 52, COMO
GALBIATI - Via Lazzaretto 17, MILANO
MONTANARI & COLLI - Viale Libertà 99, PAVIA
PIOPPI ROBERTO - Via C. Noè 32, GALLARATE (VA)
TELERADIOPRODOTTI - Piazza E. Filiberto, BERGAMO
VIRTEC - Via Copernico 8, MILANO
SINTOLVOX - Via Priv. Asti 12, MILANO
CORTEM - Piazza Repubblica 24, BRESCIA
TELCO - Piazza Marconi 3/A, CREMONA

Filiale di FIRENZE
CALEO ANTONIO - Via Crispi 5, PISA
RADIO PARTI - Via V. Veneto 39, LA SPEZIA
RADIOPRODOTTI - Piazza Stazione 7/10, FIRENZE
RICCARDI G. CARLO - Via Mazzini 143, VIAREGGIO (LU)
AGLIETTI & SIENI- Via L. il Magnifico 92, FIRENZE

Filiale di BOLOGNA
CAPISANI ALBERTO - Via della Luna 9, FERRARA
MARI ERMANNO - Via E. Casa 1, PARMA
PARMEGGIANI F.LLI - Via Verdi 3, MODENA
PELLICCIONI LUIGI - Via Val d'Aposa 7, BOLOGNA
RADIORICAMBI MATTARELLI - Via del Piombo 4, BOLOGNA

Filiale di ROMA
A.R.T. DI VITTORI - Via L. da Vinci 8, VITERBO
CONSORTI DANTE - Via G. Cesare 74, ROMA
DE DOMINICIS CAMILLO - Via Trieste 6, TORTORETO LIDO (TE)
DE DOMINICIS - Via G. Bruno 45, ANCONA
DI FAZIO SALVATORE - Corso Trieste 1, ROMA
MASTROGIROLAMO UGO - Via C. Romani 3, VELLETRI (ROMA)
PASTORELLI GIUSEPPE - Via dei Conciatori 36, ROMA
RADIO ARGENTINA - Via Torre Argentina 47, ROMA
RUBEO ALDO - Via F. Stilicone 111, ROMA
TIMMI FILIPPO - Via Castrense 22/23, ROMA
TITI GIUSEPPE - Via Folgorella 52, CIAMPINO MARINO (ROMA)
VIPA DI PAGANINI - Via XX Settembre 47 E, PERUGIA

Filiale di NAPOLI
ANGOTTI FRANCESCO - Via Montesanto 58/60 COSENZA
AGNETI & AGNETO - Via C. Porzio 81, NAPOLI
ARTEL - Via Boggiano 31, BARLETTA (BA)
BERNASCONI - Via Pica 28, NAPOLI
BUONO VINCENZO - Corso Garibaldi 4, POTENZA
CICCIU' DEMETRIO - Via Arcovito 55, REGGIO CALABRIA
DANZA MARIA CONCETTA - Via Leonida 39, TARANTO
ELETTRONICA S.n.c. - Via C. Ruggero 17, CATANIA
MOSCUZZA - Corso Umberto 46, SIRACUSA
RADIOF. LAPESCHI - Via Acquaviva 1, NAPOLI
RADIOF. RICCIARDI - Corso Trieste 193, CASERTA
RI.EL - Via G. B. Lulli 54/56, PALERMO
SESSA FELICE - Via Posidonia 71/A, SALERNO
TELEAUDIO DI FAULISI - Via N. Garzilli 19, PALERMO
TELEDOMUS - Via V. Veneto 201, CATANIA
TELERADIO PIRO - Via Arenaccia 51, NAPOLI
TELETECNICA DEL REGNO - Via Roma 50, NOCERA INFERIORE (SA)



argomenti sui TRANSISTORI

Se si considerano le continue richieste di amplificatori di parecchie centinaia di watt, da parte degli appassionati di musica leggera, le esigenze dei tecnici industriali a cui necessitano controlli di parecchi kilowatt e degli specialisti di radiocomunicazioni che cercano potenze sempre più grandi a frequenze sempre maggiori, non può destare sorpresa il fatto che quasi tutti i fabbricanti di semiconduttori si sforzino di creare dispositivi semiconduttori di potenze sempre maggiori. Può sorprendere invece il fatto che la maggior parte degli stessi fabbricanti disponga anche di tecnici, a cui è affidato il compito di realizzare dispositivi con potenze ridottissime.

Effettivamente, i grandi livelli di potenza non sono importanti nella maggior parte dei circuiti di segnale, di strumentazione, logici e di computer, eccetto che nei casi in cui deve essere fatto un lavoro fisico. Naturalmente, i dispositivi elettromeccanici come i solenoidi, gli altoparlanti, ed i motori richiedono potenza e così pure i riscaldatori a induzione e dielettrici, i forni a microonde, le pulitrici ultrasoniche e le macchine utensili. Inoltre, potenze relativamente grandi possono essere necessarie per la trasmissione di dati a lunghe distanze e per le comunicazioni, onde compensare le perdite piuttosto forti nelle linee di irradiazione. I circuiti di informazione, in sé stessi, non richiedono però molta potenza. Dopo tutto, uno dei più efficienti sistemi di elaborazione delle informazioni e di controllo, e cioè il cervello umano, è un dispositivo di potenza relativamente bassa.

La costruzione di circuiti di bassa potenza effettiva ed il progetto di apparecchiature di bassa potenza offrono quindi una fertile alternativa per il dilettante che desidera spingersi verso i limiti più bassi della tecnica. Un circuito che funziona senza potenza, anche se teoricamente ideale, è impossibile, ma circuiti che richiedono potenze di pochi microwatt non solo sono teoricamente possibili ma anche praticamente attuabili.

Lo sperimentatore esperto che si accinge per la prima volta a costruire circuiti con micropotenze, può seguire i seguenti suggerimenti:

1) usare solo dispositivi attivi e passivi a basse perdite, per esempio transistori di alta qualità al silicio anziché al germanio e condensatori ceramici od a mica anziché elettrolitici;

2) se possibile, evitare l'uso di partitori che assorbono potenza;

3) preferire per la polarizzazione di stadi catene di diodi in serie anziché partitori resistivi;

4) effettuare il progetto per la minima larghezza di banda compatibile con le caratteristiche dell'applicazione;

5) impiegare circuiti in serie e/o complementari quando è possibile e circuiti di tipo Darlington quando è richiesto un alto guadagno;

6) usare resistori di carico di alto valore per ottenere il massimo guadagno per stadio;

7) se possibile, usare stadi amplificatori in classe B o C anziché A;

8) regolare ogni stadio per le ottime prestazioni;

9) cercare di ottenere la minima tensione di uscita compatibile con un funzionamento sicuro. Non superare cioè i limiti massimi necessari.

Sul piano commerciale, esistono ditte che realizzano circuiti amplificatori integrati microwatt.

Il circuito integrato μA735 della Fairchild, un amplificatore operativo monolitico che richiede una potenza a riposo di soli 100 μW

con ± 3 V d'alimentazione, utilizza un circuito a tre stadi ad accoppiamento diretto comprendente ventun transistori (di cui sei sono collegati a diodo) e sedici resistori a pellicola sottile al cromo-silicio. Il dispositivo fornisce un'escursione di tensione d'uscita di soli ± 1,2 V se alimentato a bassa tensione, ma può fornire escursioni di ± 12 V usando un'alimentazione di ± 15 V. Con la tensione d'alimentazione più alta, la potenza richiesta a riposo dal μA735 sale a 6 mW. Il guadagno di tensione del dispositivo è compreso tra 20.000 volte con alimentazione a bassa tensione e 40.000 usando una tensione d'alimentazione più alta. Com'è tipico per gli amplificatori operativi, il responso in frequenza dipende dal tipo di rete di compensazione usata; con un'accurata scelta dei componenti della controreazione esterna il responso può essere esteso fino oltre i 100 kHz.

Il circuito integrato UC4250 della Solitron è un amplificatore operativo per impieghi generici, progettato per tensioni d'alimentazione comprese tra ± 1 V e ± 18 V. Con alimentazione c.c. di ± 1 V e corrente di riposo regolata a 10 μA, il dispositivo assorbe, a riposo, una potenza di soli 20 μW. Il circuito integrato UC4250 può fornire un guadagno di 100.000 volte su un carico di 10.000 Ω con ± 6 V d'alimentazione e corrente di riposo regolata a 30 μA.

In prove condotte presso la Solitron, sono state usate due batterie miniatura per orologi elettronici nell'alimentazione di un UC4250 usato come oscillatore ad onde quadre. La corrente assorbita dal circuito venne misurata e fu di soli 100 pA, indicando così che l'oscillatore avrebbe potuto funzionare continuamente per trenta mesi con le stesse batterie; queste però hanno una durata di magazzino di quindici mesi. La potenza assorbita dal circuito è tanto piccola che le batterie si esaurirebbero prima chimicamente che elettricamente.

I circuiti con micropotenze sono particolarmente utili nell'elettronica medica, nella telemetria biologica e geofisica, nella strumentazione portatile, nei computer miniatura.

Due tecnici americani hanno costruito pile sperimentali a combustibile, usando il sangue umano come sorgente sia di combustibile sia di ossigeno. In pratica, due elettrodi vengono immersi nel flusso sanguigno; per produrre energia elettrica, uno reagisce con il glucosio ed altri simili materiali organici e l'altro con l'ossigeno. Le pile sperimentali provate finora davano circa 5 μW per centimetro quadrato di area degli elettrodi. Anche se questa potenza può essere aumentata considerevolmente con il perfezionamento delle tecniche, è già sufficiente per far funzionare circuiti simili all'UC4250 della Solitron.

In futuro, potremo forse vedere regolatori cardiaci a stato solido impiantati nel corpo

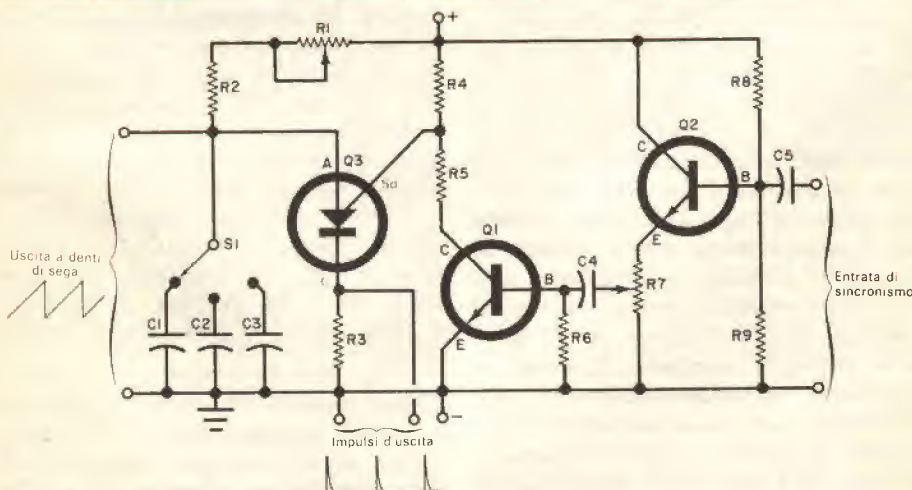


Fig. 1 - In questo circuito di deflessione/divisore di frequenza viene usato un transistore programmabile ad unigiunzione (Q3), il quale fornisce forme d'onda a denti di sega oppure forme d'onda ad impulsi che possono essere sincronizzati mediante un segnale esterno.

del paziente ed alimentati dal suo stesso sangue.

Circuiti a transistori - Il transistore programmabile ad unigiunzione o PUT non ha ricevuto l'attenzione che merita e perciò non viene usato largamente dalla maggior parte dei dilettanti come gli altri più comuni dispositivi, nonostante sia in particolar modo versatile.

Essenzialmente tiristore anodo-soglia, il PUT è funzionalmente equivalente ai normali dispositivi ad unigiunzione, ma ha alcune caratteristiche superiori. Le sue correnti di riposo e di tenuta sono molto più basse, la sua resistenza in conduzione è molto minore e le correnti di picco che può sopportare sono molto più alte. Inoltre, la sua soglia di innesco può essere o programmata o resa variabile e la sua intrinseca azione di reazione gli conferisce caratteristiche di azione rapida.

Per mettere in evidenza la versatilità del PUT, presentiamo il circuito di deflessione/divisore di frequenza riportato nella *fig. 1*. In grado di fornire forme d'onda a denti di sega o ad impulsi, la sua uscita può essere sincronizzata mediante un segnale esterno. Può essere usato come generatore di forme d'onda o di impulsi od incorporato in altri apparati come in un oscilloscopio per ottenere deflessioni lineari od in un contatore come divisore di frequenza ad impulsi.

Nel circuito, il PUT (Q3) viene usato come oscillatore a rilassamento modificato. Q1 serve da dispositivo di controllo della polarizzazione ed il ripetitore d'emettitore Q2 come amplificatore-separatore di sincronismo. In funzionamento, il condensatore anodo-catodo di Q3 (C1 o C2 o C3) viene caricato lentamente verso la tensione di alimentazione attraverso un resistore di serie (R1 e R2) formando il tratto in salita della forma d'onda a dente di sega. Durante questo periodo, la soglia di Q3 si mantiene essenzialmente alla tensione di alimentazione perché Q1, che fa parte del partitore di tensione per la polarizzazione di soglia composto da R4-R5 e dalla resistenza emettitore-collettore di Q1, funziona senza polarizzazione di base e si comporta come un circuito aperto. In queste condizioni, il PUT non si può innescare, cioè non può passare in stato di conduzione.

Se a questo punto, alla base di Q1 viene applicato un impulso positivo di sincronismo, il transistore comincia a condurre facendo scendere la tensione di soglia del PUT al di sotto della sua tensione di anodo. Il PUT si innnesca scaricando il condensatore anodo-catodo attraverso il resistore di catodo R3 e generando uno stretto impulso d'uscita. Con il condensatore scarico, la tensione di anodo di Q3 diminuisce ed il dispositivo ritorna in stato di conduzione consentendo la ripetizione del ciclo.

Per il migliore funzionamento, la frequenza degli impulsi di sincronismo deve essere simile o più alta della frequenza naturale dell'oscillatore a rilassamento, frequenza questa che è determinata dalla tensione d'alimentazione e dalla costante di tempo RC anodo-catodo (R1-R2 e C1 o C2 o C3). Infatti, la frequenza degli impulsi di sincronismo può essere parecchie volte più alta della frequenza naturale del circuito, perché il PUT non si innescherà fintantoché la sua tensione di anodo non avrà raggiunto un valore di picco prestabilito. Poiché la frequenza degli impulsi d'uscita (ai capi di R3) può essere una frazione intera della frequenza di sincronismo, il circuito può essere usato effettivamente come divisore di frequenza.

In pratica, S1 serve come controllo della gamma di frequenza scegliendo vari valori di capacità e variando così la costante di tempo RC dell'oscillatore a rilassamento. Analogamente, il resistore variabile R1 serve da controllo fine di frequenza. Il potenziometro R7 consente la regolazione dell'ampiezza del sincronismo.

I valori dei componenti del circuito non sono specificati, in quanto sono vincolati ai tipi di dispositivi usati, alla tensione c.c. di alimentazione, alla frequenza di ripetizione desiderata e ad simili fattori. Si consiglia tuttavia d'usare un PUT GE tipo D13T1 o D13T2, oppure Motorola MPU131, MPU132 o MPU133. Gli altri transistori (Q1 e Q2) devono essere al silicio, di tipo n-p-n ed a basse perdite. Per assicurare un impulso di uscita stretto ed un breve tempo di scarica, R3 deve avere un basso valore, inferiore ai 50 Ω.

Circuiti nuovi - Il circuito amplificatore RF di potenza riportato nella *fig. 2* è stato pubblicato in un bollettino tecnico distribuito dalla Fairchild per illustrare l'uso della sua serie di transistori al silicio n-p-n di potenza per VHF MSA8506-08. I radioamatori dovrebbero trovare il circuito particolarmente interessante, in quanto esso può essere usato

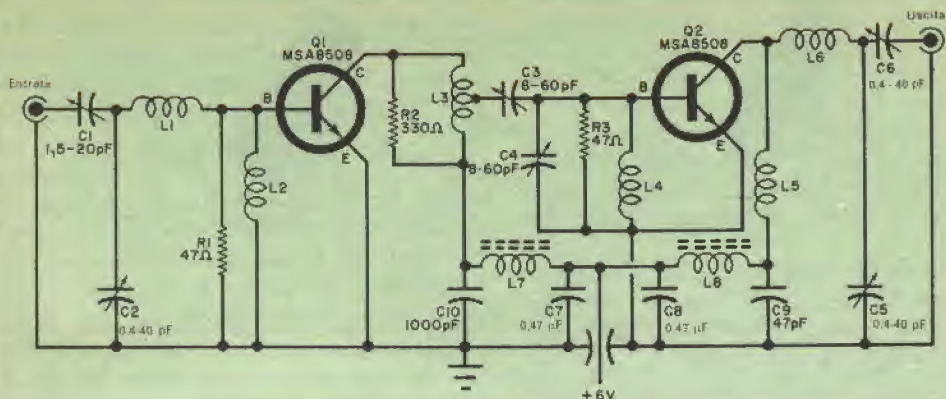


Fig. 2 - Questo amplificatore RF di potenza con transistori di potenza npn al silicio per VHF può essere usato in apparati portatili, fissi o mobili. La frequenza centrale di funzionamento del circuito (175 MHz) può essere cambiata variando semplicemente i valori dei componenti LC.

n apparati portatili, fissi o mobili. Un trasmettitore completo può essere montato aggiungendo un adatto oscillatore separatore MF controllato a cristallo, un'antenna ed un alimentatore. La frequenza centrale di funzionamento del circuito (175 MHz) può essere spostata variando semplicemene i valori dei componenti LC, anche se i transistori specificati nel progetto hanno caratteristiche ottime tra 150 MHz e 175 MHz.

Il circuito è composto da due stadi n-p-n (Q1 e Q2) ad emettitore comune in serie. È stato adottato ovunque un accoppiamento a larga banda per assicurare un funzionamento soddisfacente con segnali MF. Sono state previste reti regolabili d'entrata (C1-C2, L1-L2) e d'uscita (C5-C6, L5-L6) per ottenere il migliore accoppiamento con il pilota e con l'antenna, rispettivamente. Una bobina con presa, L3, adatta le impedenze interstadio.

Con riferimento alla *fig. 2,* Q1 e Q2 sono Fairchild di tipo MSA8508. Il condensatore variabile C1 ha una capacità regolabile tra 1,5 pF e 20 pF, C2-C5-C6 tra 0,4 pF e 40 pF, C3-C4 tra 8 pF e 60 pF. C7 e C8 sono condensatori ceramici a disco da 0,47 μF; C9 è un condensatore a mica da 47 pF; C10 è un condensatore passante da 1.000 pF.

I resistori R1 e R3 sono da 47 Ω – 0,5 W, 5% mentre R2 è un resistore da 330 Ω – 0,5 W, 5%.

Nell'amplificatore vengono usate bobine avvolte a mano e commerciali. L1, L5 e L6 sono composte da due spire di filo da 1 mm su un diametro di 6 mm; L3 è composta da tre spire di filo da 1 mm su un diametro di 6 mm con presa al centro; L2 e L4 sono impedenze RF da 33 μH; L7 e L8 sono piccole impedenze RF a ferrite.

Come in tutti i montaggi VHF, la disposizione dei componenti e dei collegamenti è piuttosto critica. Nella costruzione si deve adottare una buona tecnica di montaggio RF con i fili di segnale corti e diretti e punti comuni di massa in ciascun stadio.

Secondo la Fairchild, il circuito può fornire un'uscita RF di 5 W se pilotato da un segnale di 200 mW ed alimentato con 6 V c.c. Il circuito non è però critico per quanto riguarda il pilotaggio o la tensione d'alimentazione e, entro limiti ragionevoli, si possono usare pilotaggi e tensioni d'alimentazione più alte o più basse senza variare i valori dei componenti. Con alimentazione di 12 V ed un pilotaggio di 400 mW, per esempio, l'amplificatore dovrebbe fornire oltre 8 W.

Prodotti nuovi - Un nuovo diodo Barrier Schottky ad alta sensibilità è stato realizzato dalla Mullard; esso può essere utilizzato come rivelatore a larga banda nella gamma 1÷12 GHz. Il tipo CAY 17 dispone di una sensibilità tangenziale non inferiore a 48 dBm quando viene alimentato direttamente mediante corrente continua di 150 μA. Nelle stesse condizioni di impiego, il diodo ha una VSWR, su linea a 50 Ω di impedenza, inferiore a 5,5 : 1, con segnali inferiori a 5 μW compresi fra 1 GHz e 12 GHz.

Il CAY è anche particolarmente conveniente per l'impiego come mixer nelle applicazioni

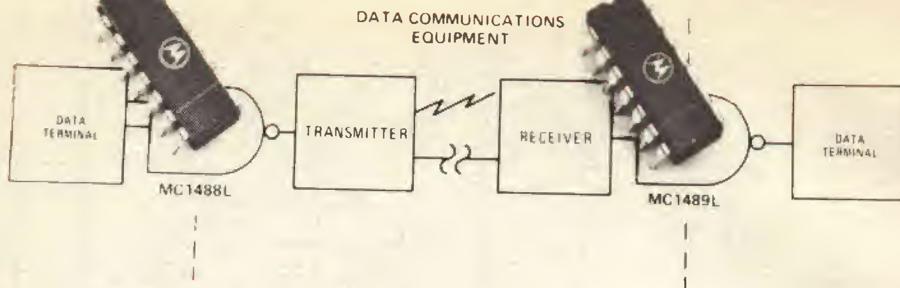


Fig. 3 - I nuovi circuiti integrati MODEM della Motorola comprendono un pilota quadruplo di linea, contenente quattro soglie NAND ed un ricevitore quadruplo di linea contenente quattro soglie NAND a due entrate. Entrambi i dispositivi sono dei circuiti integrati DTL/TTL.

in cui è importante il basso rumore. Per queste applicazioni il vantaggio consiste nell'insensibilità al livello di pilotaggio dell'oscillatore locale: facilita perciò le condizioni di funzionamento.

Il chip all'arseniuro di gallio che costituisce il diodo è saldato termicamente con due terminali piatti, molto sottili, lunghi approssimativamente 2 mm. Questo tipo di costruzione è stato adottato per facilitare il montaggio del diodo in circuiti stripline, ottenendo inoltre una riduzione al minimo della induttanza superficiale, unitamente con un assemblaggio robusto.

Il materiale plastico di incapsulamento costituisce una barriera contro l'umidità. Il CAY 17 può funzionare entro la gamma di temperature da − 55 °C a 150 °C.

Sempre da parte della Mullard, tre nuovi dispositivi ad effetto Gunn sono stati aggiunti all'estesa serie di dispositivi allo stato solido per microonde. Due di questi, il CXY 19 ed il CXY 20, funzionano entro la banda 8 ÷ 12 GHz; con una tensione applicata compresa fra 8 V e 15 V ed una corrente compresa fra 200 mA e 375 mA, forniscono un'uscita non inferiore a 50 mW alla frequenza di 9,5 GHz. Il CXY 19 è incapsulato in un involucro di tipo pill, mentre il CXY 20 è contenuto in un involucro filettato.

Il terzo dispositivo ad effetto Gunn, l'823 CXY/A, è stato progettato per funzionare nella gamma 26 ÷ 32 GHz. Si può ottenere un'uscita non inferiore a 4 mW applicando una tensione di 3,5 V ed una corrente tipica di 250 mA.

La Motorola ha progettato invece due nuovi circuiti integrati MODEM, il tipo MC1488L ed il tipo MC1489L (*fig. 3*). Forniti in involucri ceramici con quattrodici terminali su due file, entrambi i dispositivi sono circuiti integrati monolitici compatibili DTL/TTL, progettati per ottenere sistemi tra complessi di comunicazioni ed apparecchiature terminali di dati. Secondo il fabbricante, queste due nuove unità sono i precursori di una serie di circuiti sistema MODEM in progetto.

Il tipo MC1488L è un pilota quadruplo di linea composto da quattro soglie NAND: tre soglie a due entrate ed una soglia a singola entrata. La sua corrente di uscita è limitata a 10 mA in accordo con una possibile normalizzazione EIA.

Il tipo MC1489L è un ricevitore quadruplo di linea comprendente quattro soglie speciali NAND a due entrate, ciascuna delle quali contiene tre stadi invertitori. Un'entrata di ciascuna soglia può essere usata come nodo di controllo del responso. Con l'entrata di controllo del responso aperta, il ricevitore ha una soglia di conduzione tipica di 1,25 V ed una soglia di non conduzione di 1 V. Viene assicurata perciò un'isteresi di 250 mV per evitare possibili oscillazioni dovute al rumore che si ha durante i tempi di salita e di discesa di lente forme d'onda d'entrata.

Anche se i circuiti MODEM vengono usati soprattutto in sistemi di trasmissione di dati, le versatili caratteristiche di questi nuovi dispositivi Motorola potrebbero interessare tutti gli sperimentatori che lavorano con circuiti numerici.

La Fairchild offre una serie di sei nuovi transistori n-p-n per alte tensioni in involucri plastici. Queste nuove unità, che presentano un'eccellente linearità beta da 1 mA a 50 mA

sono state registrate come tipi 2N5964-65 e 2N5830-31-32-33. I primi due vengono forniti in involucri TO-105 da 700 mW di dissipazione e gli ultimi quattro in involucri TO-106 da 310 mW di dissipazione. Tutti e sei sono complementi dei tipi p-n-p 2N4888-89.

Le capacità d'entrata e le correnti di perdita dei nuovi dispositivi Fairchild sono basse: la capacità massima è di solo 4 pF mentre le perdite sono solo di 10 nA per il 2N5833 e di 50 nA per gli altri della serie. I tipi 2N5833 e 2N5965 funzionano con una LVceo di 180 V, mentre le altre unità possono sopportare tensioni comprese tra 100 V e 150 V.

La TRW Semiconductor Division ha recentemente progettato alcuni nuovi transistori per alta frequenza, tra cui la serie 2N5773-76, il PT6738 ed il PT6729. Di questi, la serie 2N5773-76 è formata da quattro transistori a larga banda da usare nella gamma 200-500 MHz; i livelli di potenza d'uscita vanno da 1,5 W per il 2N5773 a 40 W per il 2N5776.

Il nuovo transistore SSB PT6738, che fornisce 30 W nella gamma 1,5-18 MHz, ha un guadagno di potenza di 13 dB con distorsione di intermodulazione a − 30 dB o migliore. Progettata per funzionare con tensione d'alimentazione di 28 V, l'unità viene montata in involucro TO-59.

Si afferma che il transistore tipo PT6729 sia il transistore più potente dell'industria per comunicazioni a 150 MHz. Questo nuovo dispositivo, che fornisce una potenza RF d'uscita di 120 W se alimentato con 28 V c.c., viene fornito con involucro a diamante a quattro terminali.



Fig. 4 - Nuovo sistema MOS/LSI della G.I.E., in grado di sostituire, nonostante le sue minuscole dimensioni, 126 circuiti tradizionali.

Un picofarad potrà essere piccolo, ma è ugualmente una grossa fonte di disturbo in vari circuiti, per esempio negli stadi mescolatori ed amplificatori di F.I. radio. Per questa ragione presentiamo ora la nuova gamma di transistori planari epitassiali Philips BF 334/5, nei quali la capacità di reazione è solamente di 0,3 pF.

Si tratta di dispositivi particolarmente adatti ad essere impiegati come stadi di amplificazione F.I. per AM/FM e come mescolatori per AM: in questi casi gli utilizzatori ne apprezzeranno particolarmente sia la bassa conduttanza di uscita (5 µS a 10,7 Hz), sia la bassa cifra di rumore (1,5 dB per I_C = 1 mA, V_{CE} = 10 V, R_S = 500 Ω, f = 0,2 MHz).

I transistori di B.F. per alta potenza BD181, BD182, BD183, sempre prodotti dalla Philips, sono particolarmente indirizzati invece ai costruttori di amplificatori Hi-Fi. Alcune loro caratteristiche permettono infatti notevoli miglioramenti tecnici in questo campo. Tra questi segnaliamo:

— La tensione di saturazione collettore-emettitore è di 0,4 V (dato tipico). Ciò determina una tensione di ginocchio di appena 1 V (dato massimo) a 4 A. Di conseguenza, per una data potenza di uscita le perdite nel transistore sono molto più basse di quanto fosse possibile precedentemente; in altre parole, mantenendo invariate le perdite, aumenta notelvolmente la potenza d'uscita.

— La corrente in base di fuga all'interdizione non supera i 5 mA alla massima tensione e ad una temperatura di giunzione di 200 °C.

— La minima frequenza di interdizione garantita è di 15 kHz, il che estende di molto la larghezza di banda.

— L'alta linearità garantita di questi tipi permette di ottenere una bassissima distorsione senza alti fattori di controreazione: non è più necessario, quindi, sacrificare guadagno per raggiungere gli standard Hi-Fi.

Le potenze ottenibili vanno da 15 W a 40 W, secondo il tipo di altoparlante (4 Ω oppure 8 Ω) e la coppia di transistori usati.

La General Instrument Europa ha realizzato un nuovo sistema MOS/LSI in due contenitori, in grado di codificare e decodificare una serie di dati (*fig. 4*).

Per ottenere lo stesso risultato, ora raggiunto con due soli dispositivi in contenitore a "24 lead dual-in-line", erano precedentemente necessari 126 circuiti tradizionali.

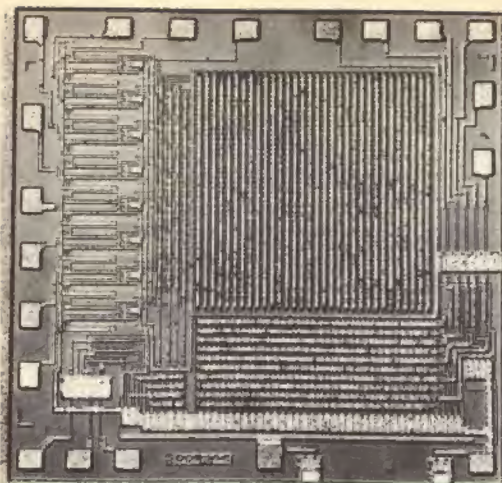


Fig. 5 - Illustrazione del M 200, memoria a 1024 bit MOS statica per sola lettura, della S.G.S.

Il nuovo sistema G.I.E. è composto da un ricevitore denominato AY-5-1008 e da un trasmettitore AY-5-1010, entrambi direttamente compatibili con i circuiti DTL/TTL.

La S.G.S., Società Generale Semiconduttori, ha aumentato la propria gamma di circuiti integrati MOS con l'introduzione dell'M200, memoria a 1024 bit MOS statica per sola lettura, illustrata nella *fig. 5*.

Come è stato fatto per il dispositivo tipo T 154 ROM bipolare 256 bit, questo nuovo componente MOS può essere facilmente programmato durante la fase di produzione in accordo al contenuto della memoria richiesta dal cliente.

Come tutti i dispositivi MOS della S.G.S. introdotti finora, il M 200 è stato progettato secondo il processo MOS a canale P. Questo dispositivo è organizzato per memorizzare un massimo di 128 parole, ciascuna composta di 8 bit. Esso troverà applicazione come programma di "sub-routine", convertitore di codice e generatore di sequenza. È anche indicato per sintesi di logiche casuali, microprogrammi e generazione di caratteri.

Le principali caratteristiche del M 200 sono la protezione delle soglie di ingresso contro perforazioni dovute alle cariche elettrostatiche e "Buffer" in uscita tale da permettere una completa compatibilità con la famiglia CCSL (TTL - DTL - LPDTL). Il dispositivo dispone anche di uscita per la connessione "wired-or" e di entrata per la selezione del chip (CS), in modo da poter collegare diversi M 200 ed aumentare così il numero delle parole od il numero di bit per parola. Il tempo di accesso per ogni dispositivo è tipicamente di 2,5 μsec.

La programmazione individuale del M 200, in accordo alle richieste di ciascun cliente, è realizzata sostituendo la maschera del contatto di soglia durante la fase di diffusione del wafer.

Questa maschera deriva dalle schede perforate fornite dal cliente, le quali vengono utilizzate per programmare il calcolatore UNIVAC 1106 in modo da ottenere due nastri perforati ed una tavola della verità stampata.

Quest'ultima viene ritornata al cliente per un controllo finale.

Uno dei nastri viene poi impiegato per generare la maschera nella macchina di fotocomposizione della S.G.S., mentre l'altro nastro viene impiegato per effettuare delle misure. Supponendo che il tempo impiegato dal cliente per il controllo della tavola della verità sia nullo, i campioni del dispositivo saranno forniti entro tre mesi dalla data di ricevimento delle schede perforate.

Il M 200 viene fornito in un contenitore DIP a 24 piedini per una gamma di temperatura da 0 a 70 °C. 

NOVITÀ LIBRARIE

Norbert L. Enrik & Harry E. Mottley, Jr. - IL CONTROLLO DI QUALITÀ - Etas Kompass, 1970 - (L. 2.500).

La qualità del prodotto industriale non è dovuta ad un caso fortuito e non è nemmeno il frutto di una felice intuizione: è sempre il risultato di un lungo lavoro, ben organizzato e sistematicamente controllato. Un prodotto di qualità si distingue per tre caratteristiche: è *preciso, affidabile* ed *uniforme*. La precisione, l'affidabilità e l'uniformità si ottengono controllando passo a passo i procedimenti di fabbricazione. Dalla iniziale scelta dei materiali grezzi all'immagazzinamento finale del prodotto, ogni ciclo produttivo viene osservato e verificato da operai, tecnici ed ingegneri secondo un preciso programma predisposto nelle *carte di controllo statistico* e nei *piani di campionamento*. L'organizzazione di tali controlli è divenuta una vera scienza, con fondamenti matematici, casistiche, metodologie ed applicazioni. N. L. Enrik e H. E. Mottley Jr., con il loro libro IL CONTROLLO DI QUALITÀ (ediz. italiana Etas Kompass, 1970), ci introducono in questa scienza moderna. Partendo dagli elementi matematici di base, attraverso spiegazioni ed esercizi svolti, gli autori ci guidano alla conoscenza delle tecniche più diffuse nel campo dei controlli statistici di produzione. Gli esempi costituiscono l'aspetto più valido dell'opera, poiché la metodologia dei controlli statistici di qualità non può essere appresa mediante sole esposizioni teoriche, senza un costante esercizio pratico.



Milliohmmetro a scala espansa

Permette di misurare la maggior parte di valori non misurabili normalmente

I normali analizzatori non sono progettati per consentire misure precise di resistenza tra zero e 1 Ω. Anche i migliori, hanno una scala logaritmica, con in media il valore di 10 Ω a centro scala nella portata x 1. È quindi necessaria una vista da lince per distinguere, per esempio, un valore di 0,27 Ω da uno di 0,05 Ω, effettuando misure di resistenza degli avvolgimenti di un trasformatore a molte prese.

In commercio si trovano milliohmmetri, ma sono molto costosi. Eppure, con l'avvento delle moderne apparecchiature a stato solido, in cui sono comuni resistori di polarizzazione di valore compreso tra zero e 1 Ω, un milliohmmetro è indispensabile se si vogliono misurare tali valori. Eliminando le portate non necessarie e mantenendo la precisione entro limiti ragionevoli, è però possibile ora costruire un milliohmmetro con spesa non rilevante.

Il milliohmmetro che descriviamo ha due gamme veramente utili: da zero a 1 Ω e da zero a 0,1 Ω. La scala si avvicina molto alla linearità, tanto che occorrerebbero strumenti complicati e costosi per riscontrare il contrario. La scala è in realtà una piccola parte di una curva logaritmica espansa per coprire tutta la deflessione dell'indice dello strumento.

Teoria del progetto - Come si vede nella *fig. 1*, il circuito del milliohmmetro è composto da un ponte resistivo, un lato

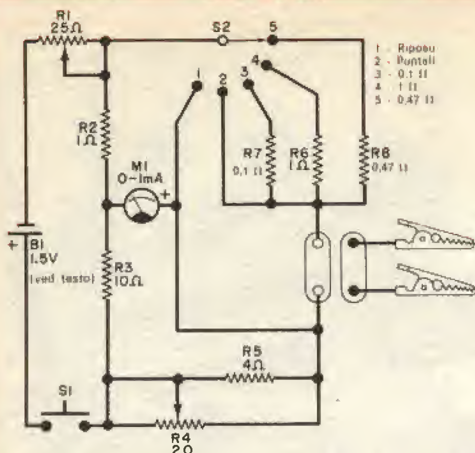


Fig. 1 - Il resistore R8 consente un comodo controllo della taratura. S1 è un interruttore a pulsante ad azione momentanea.

MATERIALE OCCORRENTE

B1	=	**tre pile da 1,5 V in parallelo**
M1	=	**strumento da 1 mA f. s. e resistenza interna di 50 Ω**
R1	=	**potenziometro a filo da 25 Ω - 5 W**
R2, R6	=	**resistori a filo da 1 Ω - 2 W, 5%**
R3	=	**resistore a filo da 10 Ω - 2 W, 5%**
R4	=	**potenziometro a filo da 2 Ω - 5 W**
R5	=	**resistore a filo da 4 Ω - 1,5 W, 5%**
R7	=	**resistore a filo da 0,1 Ω - 2 W, 5%**
R8	=	**resistore a filo da 0,47 Ω - 2 W, 5% (facoltativo, ved. testo)**
S1	=	**interruttore a pulsante ad azione momentanea**
S2	=	**commutatore rotante a 1 via e 5 posizioni**

Coppia di morsetti isolati, spinotti per morsetti, supporto per le tre pile, manopole, scatola, filo per collegamenti, collante, stagno e minuterie varie

del quale è rappresentato dai puntali e dal resistore da misurare. Chiudendo S1, il ponte viene alimentato da B1 attraverso R1.

Con S2 in posizione 2 ed i puntali in cortocircuito, si regola R4 ad un valore pari a dieci volte la resistenza dei puntali, bilanciando il rapporto 1 : 10 dei lati R2-R3 del ponte. Lo strumento indicherà zero qualunque sia la posizione di R1. Staccando il contatto tra i puntali, il ponte viene fortemente sbilanciato in una direzione, per cui la corrente scorrerà da R2, attraverso lo strumento, a R4 inviando l'indice dello strumento fuori scala.

Per la taratura, S2 deve essere commutato su R6 per la portata 1 Ω o su R7 per la portata 0,1 Ω. Se S2 si trova in posizione 3, il resistore R7 viene posto in serie con i puntali, sbilanciando il circuito a ponte e spostando l'indice dello strumento di un'entità determinata dal potenziometro di taratura R1. Il potenziometro R1 si regola quindi per portare l'indice dello stumento esattamente a fondo scala. Portando S2 in posizione 2 e ponendo un resistore da 0,1 Ω tra i puntali, si avrà deflessione a fondo scala dell'indice dello strumento, se la posizione di R1 non è stata variata. È quindi possibile confrontare le resistenze campione interne di R6 e R7 con i valori di resistenza sotto misura ed ottenere una lettura diretta in ohm.

Il resistore R5 viene usato per rendere più dolce l'azione di R4 e per meglio bilanciare il ponte. R8 è facoltativo ed è stato aggiunto per poter disporre di una resistenza interna, utile per controllare la taratura.

Costruzione - Il montaggio del milliohmmetro non dovrebbe presentare nessuna difficoltà, in quanto nel circuito non c'è nulla di critico. Come si vede nella *fig. 2*, tutti i componenti, meno le pile e il loro supporto, si montano direttamente sul pannello frontale. Per semplificare il montaggio, l'interruttore S1 ed il supporto per le pile si incollano al loro posto. Lo strumento, i morsetti, il commutatore di funzioni (S2) ed i potenziometri si fissano con i loro accessori di montaggio.

Poiché i componenti sono pochi, i collegamenti da punto a punto risultano facili. Si noti che le tre pile che formano B1 devono essere collegate in parallelo. Inoltre, montando i morsetti, occorre assicurarsi che entrambi risultino ben isolati dal pannello.

Effettuati i collegamenti come illustrato nella *fig. 2*, si può chiudere la scatola e procedere alla costruzione dei puntali. I tipi normali non servono per un mil-

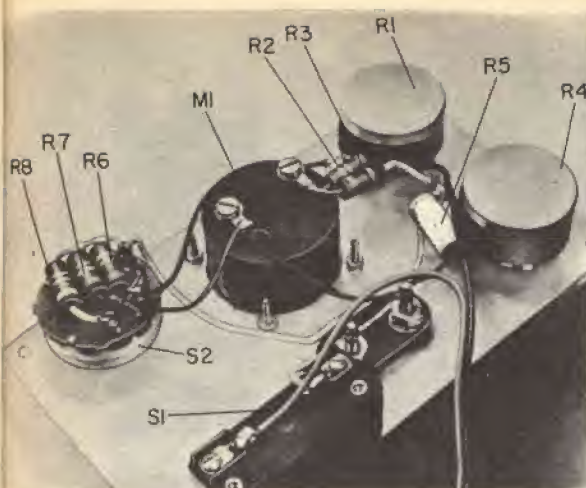


Fig. 2 - La semplicità del circuito consente i collegamenti diretti tra tutti i componenti.


La batteria che alimenta il circuito si monta mediante un supporto che collega le tre pile.

liohmmetro; occorrono puntali con pinzette a molla per poter afferrare solidamente i terminali del componente sotto misura. Ciò è necessario perché, dovendo effettuare misure di resistenza del valore di alcuni decimi di ohm, la resistenza di contatto diventa un fattore importante per la taratura e per la lettura.
Non è necessario usare per i puntali conduttori speciali e neppure le lunghezze dei conduttori sono critiche. Lo strumento è stato progettato in modo che, regolando l'azzeramento ed il fondo scala, i puntali diventano parte del circuito a ponte e vengono azzerati qualunque sia la loro propria resistenza. Può sembrare strano il fatto di dover tenere conto della resistenza dei puntali, ma lo strumento dimostrerà facilmente che, se si fa l'azzeramento con un puntale solo, si avrà poi indicazione a metà scala con entrambi i puntali ed il milliamperometro, dopo la taratura, indicherà la resistenza in milliohm del puntale non usato durante l'azzeramento.

Uso - Anzitutto, si mettono in cortocircuito le pinzette a bocca di coccodrillo dei puntali. È meglio, a tale scopo, pinzare un coccodrillo sull'altro, come si farebbe per una misura. Se il contatto si fa ponendo semplicemente una contro l'altra le pinzette, si potrà incontrare difficoltà nelle regolazioni, a causa della resistenza di contatto che può variare secondo la pressione che si esercita sulle pinzette. Questo fenomeno sarà specialmente notevole nella portata 0,1 Ω.
Si porta quindi R1 in posizione di massima resistenza e si sposta S2 in posizione "Puntali". Si preme S1 e si regola il controllo di azzeramento R4 per lo zero strumentale. Si rilascia poi S1 e si porta S2 nella portata desiderata. Si preme nuovamente S1 e si regola il potenziometro R1 per portare a fondo scala l'indice dello strumento.
Si rilascia S1 e si porta S2 in posizione "Puntali". Lo strumento è ora pronto per misurare valori resistivi nella portata per la quale è stato tarato.
Non usando il milliohmmetro, si porti S2 in posizione "Riposo". Ciò riduce al minimo il pericolo di danni o di fuori scala dell'indice se S1 viene premuto accidentalmente. Per una lunga inattività, le pile, come in tutti gli apparecchi, devono essere tolte.
Oltre che per il controllo di resistori di valori inferiori a 1 Ω, il milliohmmetro può essere usato per altre prove. Può essere, per esempio, utilizzato per individuare corrosioni nei circuiti elettrici di autovetture. In tali circuiti, anche resistenze di pochi milliohm sono fonte di disturbi radio. Il milliohmmetro può essere usato per la riparazione di motori, generatori ed avviatori, per misurare la resistenza a freddo di lampadine, per controllare le resistenze di terra nelle reti di distribuzione e per altri circuiti di terra.



CORSO REGOLO CALCOLATORE

METODO A PROGRAMMAZIONE INDIVIDUALE®

- Regolo tascabile RIETZ
- Regolo elettronico ELEKTRON
- Regolo meccanico MECANICA
- Regolo per l'edilizia JAKOB
- Regolo commerciale MERCUR
- Regolo matematico DELTA

RICHIEDETE GRATIS E SENZA ALCUN IMPEGNO INFORMAZIONI ALLA



Scuola Radio Elettra

10126 Torino - Via Stellone 5/390

TELECOMUNICAZIONI A MEZZO DI ONDE GUIDATE

Parte 2ª

Il British Post Office è stata una fra le numerose organizzazioni del Regno Unito che negli anni '50 hanno portato a termine lavori sperimentali sulle guide d'onda a sezione circolare ed a debole perdita.

Mr. R. W. White, della Sezione Ricerche del British Post Office, nella sua esposizione ai convenuti presenti alla conferenza sulle telecomunicazioni su circuito mediante onde guidate, ha affermato che lo sforzo principale della Sezione Ricerche è stato rivolto all'impiego di guide d'onda rivestite con materiale dielettrico ed all'uso di tecniche analoghe di trasmissione.

Sebbene i sistemi di guida d'onda a sezione circolare fossero considerati irrealizzabili dieci anni fa, persisteva il dubbio, ha detto l'oratore, che ora essi potessero essere tecnicamente realizzabili. A quel tempo, la principale difficoltà consisteva nel costo proibitivo delle valvole elettroniche adatte alla regolazione millimetrica ed alla commutazione ad alta velocità.

Ora la tecnologia dello stato solido consente di realizzare, a costi relativamente bassi e con piena affidabilità, l'impianto terminale e il ripetitore impiegando diodi e transistori a microonde e microcircuiti digitali veloci.

Mr. White ha spiegato che, all'inizio del programma di sviluppo, talune decisioni dovevano essere prese su basi del tutto arbitrarie. Alcune erano semplici, come la scelta di una singola guida per una trasmissione a due vie, ma la maggior parte dei parametri fondamentali risultarono un compromesso fra requisiti in conflitto fra loro e dovettero pertanto essere cambiati nel corso della realizzazione del progetto.

La scelta cadde su una guida d'onda del diametro interno di 50 mm, tale da rendere possibile l'impiego di una banda di frequenza da 40 GHz a 90 GHz che, nella fase iniziale del progetto nel 1958, fu ritenuta di valore troppo elevato.

A quel tempo, i congegni a stato solido capaci di operare al di sopra dei 40 GHz erano rari e quelli adatti per funzionare sopra i 50 GHz erano praticamente irrealizzabili nel Regno Unito.

Per tale ragione, fu deciso di dividere in due le fasi di sviluppo del progetto, come appunto mostra la Tabella 1.

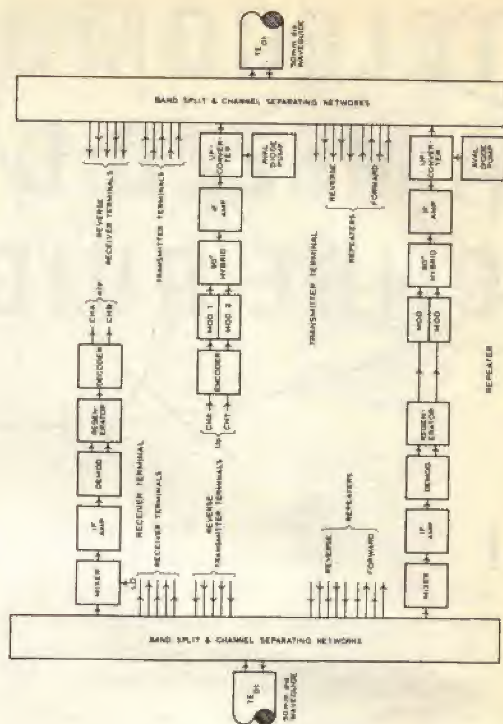
TABELLA 1

Bande di frequenza e canali adottati nelle fasi sperimentali del programma del British Post Office.

	Fase 1	Fase 2
Banda di frequenza	32-50 GHz	50-90 GHz
Gamma di frequenza del canale	0,5 GHz	2 GHz
Numero di canali	2 x 15	2 x 8
Velocità di bit/canale/sec (appross.)	5×10^8	2×10^9

In mancanza di uno standard internazionale, concordato da un organo superiore, per le

trasmissioni modulate ad impulsi codificati (p.c.m.), fu deciso di operare provvisoriamente a 250 M bit/s e suoi multipli del sistema binario.
Nel completamento di tutta l'apparecchiatura è stata prevista anche quella sperimentale per alterare la velocità di un 20% in più o in meno, al fine di poterla allineare con una velocità standard di bit concordata su piano internazionale.
Per quel che riguarda il perfezionamento delle guide d'onda, il British Post Office ha concentrato i suoi sforzi per realizzare una guida ad elica, semplice ed a basso costo, con supporto in fibra di vetro e resina epossidica caricata, che potrebbe essere impiegata sciolta all'interno di un tubo molto largo e forte, capace di resistere alle sollecitazioni meccaniche dei vari mezzi impiegati dalle industrie edili e di costruzione.
A complemento di questo lavoro, l'University College di Londra si sta occupando del perfezionamento delle guide d'onda dielettriche, mentre l'industria britannica ha stipulato contratti per studiare guide d'onda miste e le relative tecniche costruttive. In futuro, sarà necessario, ad un certo punto, optare per uno di questi sistemi in base all'economia complessiva che ciascuno di essi comporta.



Configurazione delle apparecchiature terminali e di ripetizione, suggerita da Mr. M. B. Read della Marconi Company, per un sistema a onde guidate.

Prove pratiche - Presso la Stazione di ricerca del British Post Office, a Martlesham Heath, nell'Inghilterra orientale, sono stati installati impianti completi per effettuare prove pratiche. In un'area di 100 acri, fra due piccole costruzioni terminali, sono state impiantate parecchie guide d'onda sperimentali, ciascuna lunga circa 1 km. A scopo di confronto, le guide sono state poste in opera con una estremità della linea sperimentale al di sopra del livello del suolo e con l'altra estremità al di sotto del livello stesso. Per permettere l'accesso ai tratti sotto il terreno, le guide sono state poste in trincee rivestite all'interno. Per una valutazione delle guide d'onda in condizioni di massima aderenza alla realtà, nell'impianto sono comprese anche condutture in acciaio diritte e curve. In seguito al successo delle prove sperimentali effettuate presso il detto centro di Martlesham Heath, fra questa località e Mendlesham (il punto più vicino della rete Britannica di ritrasmissione a microonde) sarà realizzato un collegamento a guida d'onda lungo circa 30 km. Questo esperimento è stato deciso sia per provare che i ripetitori e le guide d'onda realizzati in laboratorio operano in modo soddisfacente anche in condizioni di funzionamento effettivo, sia per sperimentare il procedimento di posa in opera delle guide d'onda in aperta campagna e nelle zone suburbane, sia, infine, per verificare come sia realistica la stima dei costi degli impianti in opera.
Guardando al futuro, Mr. White ha accennato che, a suo parere, i dispositivi a stato solido apriranno la via all'impiego di più alte frequenze, rendendo così possibile per le guide d'onda l'adozione di un diametro minore (ad esempio 20 mm), che consentirebbe anche una sufficiente adattabilità all'inserimento in condutture preesistenti.

Sebbene ciò non possa forse fornire una protezione sufficiente alle arterie principali di comunicazione, consentirebbe tuttavia l'impiego di guide d'onda a basso costo per raccordi o collegamenti alla rete primaria.

Sistema di guida d'onda millimetrico digitale - In una relazione che descrive un sistema millimetrico digitale di trasmissione con guida d'onda, in fase di realizzazione in U.S.A., da parte dei laboratori della Bell Telephone, Mr. P. T. Hutchinson ha anch'egli sottolineato che le comunicazioni a mezzo di guide d'onda sono state rese possibili dall'attuale tecnologia dello stato solido. Nel sistema Bell è stata scelta una guida d'onda a sezione circolare del diametro di 51 mm, riempita d'azoto.

Le caratteristiche tecniche di questo sistema sono le seguenti: gamma di frequenza da 40 GHz a 110 GHz circa, con 58 canali operativi e due canali di sicurezza a larga banda in ciascuna direzione, per un totale di 233.000 circuiti-voce o loro equivalente. Grazie all'elevato rapporto della gamma di frequenza (circa 3 : 1), la gamma verrà ripartita in molteplici ampie sezioni prima di usare i duplicatori di canale per la suddivisione in canali a larga banda.

La modulazione di fase scelta per questo sistema è realizzata mediante diodi PIN di commutazione, mentre la codificazione viene realizzata attraverso un circuito flip-flop che cambia di stato solamente alla ricezione di impulsi in senso positivo. Per la decodificazione e la rivelazione verranno impiegati rivelatori di fase differenziale.

Su questo programma si è iniziato a lavorare nel 1969 e l'autore di questo scritto ha prudentemente sottolineato che solo i punti essenziali del sistema sono stati realizzati e che molto lavoro resta ancora da fare su fattori quali sicurezza di commutazione, approvvigionamenti di energia, studio fisico, sequenza di impulsi in entrata e così via. Egli è tuttavia fiducioso che tutti i problemi in sospeso potranno essere risolti.

La ricerca in Giappone - Un'altra relazione tratta delle ricerche che l'Electrical Communication Laboratory (ECL) della Japans' Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation ha in corso su un sistema millimetrico di trasmissione che sarà caratterizzato da una modulazione per impulsi codificati ad alta velocità. La relazione riferisce di un impianto sperimentale costruito nel 1968, che comprende un circuito completo di guida d'onda, lungo 8,4 km, due ripetitori a stato solido da 225,47 M bit/s, apparecchiature di miscelazione e selezione di canale, necessarie per confermare le fondamentali caratteristiche di prestazione.

In ripetitori più recenti, costruiti in laboratorio, si impiegano diodi all'arseniuro di gallio per ottenere una velocità di bit di 8×10^8/s, nella banda di frequenza da 40 GHz a 80 GHz e che danno all'impianto una capacità di circa 300.000 circuiti telefonici a due vie.

Il sistema ECL impiega una linea di guida d'onda Ibaraki, due filtri separatori di banda, due filtri R - T, otto filtri di canale e due ripetitori da 806 M bit/s, funzionanti a circa 50 GHz. I filtri selettori di banda sono del tipo ibrido a guida d'onda semicircolare e filtri di taglio, mentre nei filtri R-T si impiegano ibridi a "8" e filtri di interdizione. Il dropping del canale è ottenuto a mezzo di cavità risonanti accoppiate in entrata ed in uscita a guide di onda a sezione rettangolare. Attualmente, sul sistema ECL vengono effettuate misure meticolose. Le misure preliminari indicano che l'impianto sperimentale ha permesso di conseguire i risultati prefissati in fase di progetto.

Progressi in Francia - Mr. L. Bourgeat, del "Centre Nationale d'Etudes des Télécommunications", ha presentato un resoconto inerente il lavoro di ricerca intrapreso in Francia sulle telecomunicazioni su circuiti mediante onde guidate e sulle prospettive future. Egli ha accennato che gli studi teorici furono in-

trapresi durante gli anni '50 e che la decisione di produrre guide d'onda a sezione circolare e struttura ad elica, fu presa all'inizio del 1960.

Con una guida d'onda costruita nel modo consueto, e cioè mediante uno stretto avvolgimento di condutture in rame, isolato, attorno ad un mandrino estraibile, è stato realizzato un collegamento sperimentale lungo circa 1,2 km, il quale è stato accuratamente posto in opera in una canalizzazione in calcestruzzo.

Poco tempo dopo, a completamento dell'opera, un secondo collegamento di 600 m è stato interrato, questa volta, senza particolari accorgimenti.

Sono stati anche fatti studi su diversi tipi di guida d'onda e di apparecchiature terminali e di ripetizione; i risultati mostrano che la guida d'onda ad elica offre migliori caratteristiche di prestazione dal punto di vista elettrico, nella banda di frequenze da 30 GHz a 70 GHz, specialmente nelle curve.

Proseguendo in questi esperimenti, ulteriori studi su una guida d'onda lunga 10 km hanno confermato che il tipo di guida ad elica potrebbe essere posto in opera in modo del tutto simile a quello usato per i comuni cavi, senza influenzare seriamente le caratteristiche elettriche dell'impianto.

Anche nella fabbricazione delle guide ad elica sono stati riscontrati successi: la Società Les Cables de Lyon ha messo a punto un procedimento semi-continuo, che consente la produzione di guide ad elica ad un prezzo competitivo rispetto agli attuali tipi di cavo.

In merito alle apparecchiature, Mr. Bourgeat ha riferito che la prima generazione di ripetitori è attualmente oggetto di indagine.

Essi saranno caratterizzati da una frequenza intermedia di 500 MHz, sia per trasmissione e ricezione sia per gli oscillatori locali a diodi allo stato solido (IMPATT). Inizialmente, funzioneranno in una banda di frequenza da 32 GHz a 40 GHz, con ciascun canale operante a circa 106 M bit/s, equivalente a 1440 circuiti telefonici.

Parlando degli sviluppi futuri, Mr. Bourgeat ha ipotizzato che per il 1980 la Francia potrebbe avere in esercizio da 3.000 km a 4.000 km di collegamenti con guide d'onda. Per il 1971, si è progettato di impiegare, su un collegamento sperimentale di 10 km, il nuovo tipo di guida d'onda a fabbricazione continua e la prima generazione di apparecchiature terminali e di ripetizione. Se ciò avrà successo, negli anni 1972-1974 sarà installato un collegamento di 200 km, impiegando le stesse guide d'onda e le stesse apparecchiature.

Durante questo periodo continuerà il lavoro di ricerca sulla seconda generazione di apparecchiature terminali e di ripetizione, generazione che dovrebbe consentire velocità di trasmissione di circa 500 M bit/s per ciascun elemento portante. Se durante questa fase di sviluppo non sorgeranno difficoltà, ha concluso Mr. Bourgeat, per il 1978 la Francia dovrebbe avere un sistema operativo completo di guida d'onda a sezione circolare.

Guide d'onda con rivestimento protettivo - Molto lavoro è stato anche fatto nella Repubblica Federale Tedesca. I ricercatori della Deutsche Bundespost hanno illustrato il loro metodo di posa in opera delle guide d'onda, il cosiddetto metodo "tubo dentro tubo". Questo metodo comporta l'uso di ghiere di plastica e rullini posti attorno alla guida d'onda ed intervallati di 1,5 m. Con questa tecnica, i rullini autolubrificanti in poliammide consentono di inserire tratti di guida d'onda lunghi da 5 m a 6 m in una guaina protettiva in PVC. Questi tratti vengono quindi collegati fra loro mediante flange a tenuta di gas, fino a formare una guida d'onda della lunghezza massima di 1,5 km. Il riempimento con gas della guaina protettiva esterna in plastica, consente la protezione contro l'umidità e la corrosione. Una volta che il tubo protettivo è stato posto in

opera, non è più necessario alcun lavoro sotterraneo, in quanto i tratti di guide d'onda possono venire sostituiti, quando necessario, attraverso i punti di ispezione (passi d'uomo). La massima lunghezza di guida d'onda inserita con questo mezzo è di 16 km.

Il diametro interno delle tre guide d'onda in fase di valutazione in Germania è di 70 mm, qualcosa in più dei 50 mm adottati nella maggior parte degli altri paesi. Sebbene il maggior diametro comporti una perdita di gamma di frequenza nella estremità superiore della banda, esso è preferibile poiché consente frequenze più basse e quindi l'uso di apparecchiature terminali più semplici e meno costose (da 12 GHz a 40 GHz), mentre rende più agevole il rispetto delle tolleranze sulla sezione trasversale. L'assunto che i diametri minori consentono una tecnologia più semplice della guida d'onda ad elica, si afferma, non è più applicabile. Deve dunque essere presa una decisione in merito alle dimensioni della guida da adottare per l'installazione pratica.

In aggiunta agli sforzi dell'Istituto di Ricerca della Deutsche Bundespost, due società industriali stanno collaborando con altrettante università, nella Repubblica Federale, nel progetto di un ripetitore da 264 M bit/s, il cui completamento è programmato entro quattro anni.

Devono ancora essere espletate indagini conclusive in merito alla definizione del tipo di guida d'onda e dell'apparecchiatura ad essa connessa, da usare.

Inoltre, nel corso dei prossimi anni, sarà necessario che i progettisti di impianti esaminino la possibilità di integrazione dei sistemi a guida d'onda nell'analoga rete p.c.m. esistente e progettata.

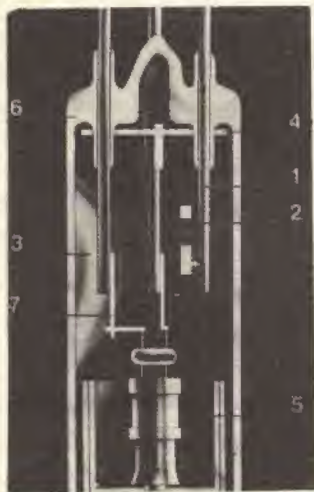
Nell'illustrare l'avanzamento del lavoro sulle onde guidate intrapreso nell'Unione Sovietica, i ricercatori del Ministero delle Poste e delle Comunicazioni dell'URSS hanno riferito che è stato portato a termine un progetto di studio e che per il 1972 è programmato un collegamento sperimentale a guida d'onda, di 14 km.

Durante il primo stadio dell'esperimento, si indagherà sulla banda di frequenza da 25 GHz a 40 GHz. Segnali televisivi e audio a via di trasmissione multipla saranno trasmessi su più bande di radiofrequenza impiegando il p.c.m. Inizialmente, la velocità di trasmissione e di rigenerazione sarà di 114 M bit/s, per salire poi a 240 M bit/s e 350 M bit/s. La linea da impiegare sarà costituita da guide d'onda di acciaio placcato in rame e rivestito con dielettrico e da guide ad elica. Si afferma che questa tecnica offre una caratteristica complessiva di frequenza più filtrata ed elimina l'influenza degli strati superiori di terreno sulla rettilineità della guida d'onda.

Brian Sexton, CEng, MIERE

TUBI DA RIPRESA ACCORCIATI

Un nuovo tipo di costruzione per le ampolle dei tubi da ripresa, studiato nei laboratori di ricerca Philips di Eindhoven, permette di ridurre notevolmente la lunghezza totale del tubo, zoccolo compreso. Ciò



1 - Bastoncino di collegamento esterno
2 - Pastiglia getter
3 - Specchio metallico deposto sulla parete dell'ampolla
4 - Schermo isolante
5 - Cannone elettronico
6 - Zoccolo
7 - Barrette di connessione tra il cannone ed il bastoncino

Fig. 1 - Sezione di un tubo da ripresa costruito secondo la tecnica convenzionale.

rappresenta un vantaggio importante per le applicazioni in cui la compattezza è una condizione essenziale, come, per esempio, nelle minicamere.

Nella fabbricazione tradizionale dei tubi da ripresa, gli elettrodi di collegamento al cannone elettronico (a forma di bastoncino) sono bloccati nel fondo dell'ampolla (*fig. 1*). Prima di sigillare l'ampolla, si fissa il cannone a questi bastoncini con l'aiuto di supporti saldati per punti.

Benché ci si sforzi di ottenere una compattezza estrema in un tale tipo di costruzione, tra il cannone elettronico e le connessioni allo zoccolo rimane uno "spazio morto" di qualche centimetro, che si vorrebbe ridurre nei montaggi molto compatti, come, per esempio, in quelli dei tubi per le minicamere. Questa parte dell'ampolla deve comprendere ugualmente il getter, il cui compito è quello di fornire il vuoto estremamente spinto, richiesto.

Il getter consta di una pastiglia che, dopo il degasaggio del tubo, viene surriscaldata ad alta frequenza per migliorare il vuoto nell'ampolla, dopodiché si deposita sulla parete dell'ampolla stessa sotto forma di uno specchio metallico.

Nel tipo di costruzione tradizionale, questo specchio metallico formato dal getter è spesso l'origine di perdite elettriche e di scariche distruttive entro il passaggio degli elettrodi di collegamento, il che ostacola la riduzione ulteriore delle dimensioni.

Il problema in questione ha portato alcuni esperti dei laboratori Philips a mettere a punto un sistema di costruzione completamente diverso, dove i passaggi degli elettrodi di collegamento attraverso la parete dell'ampolla sono disposti radialmente (ved. *fig. 2*). È risultato conveniente, in vista del montaggio, utilizzare delle piastrine al posto dei bastoncini le quali, sistemate in un solo piano, permettono di essere sigillate simultaneamente nella parete del tubo. Esse sono in seguito collegate elettricamente ai differenti elettrodi di contatto, che si trovano sulla parete esteriore di un cappuccio di protezione cilindrica (lo zoccolo del tubo). Questo nuovo metodo di costruzione è molto robusto e rende possibile un accorciamento apprezzabile del tubo.

Per un tubo da minicamera, realizzato secondo la costruzione convenzionale e della lunghezza totale di 125 mm, la riduzione è di 15 mm.

Un altro vantaggio importante presentato



1 - Piastrine a passaggio radiale
2 - Pastiglia getter
3 - Specchio metallico
5 - Cannone elettronico
8 - Elettrodi di contatto nel cappuccio di protezione
9 - Cappuccio di protezione

Fig. 2 - Particolare di un tubo accorciato, ottenuto con il nuovo sistema di costruzione.

dal nuovo tipo di costruzione è che il getter può essere sistemato in modo che lo specchio sia deposto sulla parete del tubo di vetro dell'ampolla. Per differenti tubi da ripresa sperimentali, realizzati secondo questa nuova costruzione, l'isolamento elettrico entro gli elettrodi si trova ad essere notevolmente migliorato, cosicché il rischio di perdite elettriche, di scariche dispersive e di cortocircuiti è stato fortemente diminuito.

I risultati descritti si riferiscono alle esperienze effettuate nei laboratori ma non è esclusa la possibilità di adottare il nuovo sistema per applicazioni industriali.



APPARECCHIO PER LA RIABILITAZIONE DEI SORDI

Al Congresso Internazionale per la riabilitazione dei sordi e dei deboli di udito, tenutosi qualche tempo fa a Stoccolma, la Philips ha esposto per la prima volta il suo apparecchio per esercitazioni/registrazioni di conversazione.

Le ricerche condotte dagli esperti della Philips, al fine di migliorare la conversazione dei bambini sordi o deboli d'udito, ha portato alla progettazione di un esercitatore/registratore per conversazioni. Il complesso di amplificazione e di registrazione a cassette, che può essere usato dagli allievi individualmente od in esercitazioni di gruppo, consente l'insegnamento con la stessa facilità riscontrata per i laboratori di lingue. Tecnicamente, il complesso di esercitazione è però equipaggiato in modo da sopperire alle difficoltà che risultano dai difetti di udito.

L'apparecchiatura è un registratore a due piste: una di esse può essere usata solo per la riproduzione, l'altra è invece predisposta sia per la registrazione sia per la riproduzione. A nastro fermo, è inoltre possibile far funzionare il registratore come amplificatore. Il volume massimo negli auricolari è così elevato da essere sufficiente anche per i bambini con udito debolissimo, mentre la qualità del suono soddisfa qualsiasi requisito richiesto agli equipaggiamenti progettati per questo impiego.

Il registratore può essere usato in vari modi. In primo luogo può servire come amplificatore per esercitazioni alla conversazione: l'insegnante parla nel microfono, l'allievo ascolta negli auricolari il segnale amplificato e ripete ciò che ha udito, oppure risponde alle domande. Inoltre, e questa è la prestazione più importante, può riascoltare se stesso mediante gli auricolari. Se lo si desidera, queste esercitazioni possono essere registrate su nastro, onde memorizzare la conversazione insegnante-allievo. Questo confronto risulta più facile per l'allievo, perché può ascoltare solo i suoni ricevuti mediante gli auricolari e non quelli ricevuti parzialmente tramite la conduzione ossea, come avviene durante la conversazione diretta.

In pratica, saranno usati per le esercitazioni nastri pre-registrati, che conterranno anche esercitazioni di fonetica sulla traccia a disposizione dell'insegnante e con pause sulla traccia destinata all'allievo per la risposta successiva. Al fine di controllare i risultati, è infine possibile riprodurre tutto quanto è stato registrato. L'esercitatore per la conversazione può essere incorporato in un'installazione per aula d'insegnamento ed in tal caso l'insegnante si mette in contatto con qualsiasi allievo dal proprio tavolo, effettuando la connessione mediante un pulsante. Poiché l'esercitatore/registratore per conversazioni può anche essere usato dal bambino come uno strumento indipendente, in certi casi questi può portarselo a casa se i genitori pensano di poter fornire un adeguato contributo alla rieducazione, ad esempio, nei fine settimana o durante le vacanze.



Questa è poesia



ma è anche tecnica

Perché conoscere le tecniche di ripresa significa tradurre in immagini la poesia delle cose.
E la tecnica si impara con la pratica.
Il Corso di **FOTOGRAFIA PRATICA** per corrispondenza della Scuola Radio Elettra si basa appunto su centinaia di esperienze pratiche che voi compirete sotto la nostra guida.
Inoltre saprete tutto sul lavoro di "camera oscura": sviluppo delle negative, stampa delle fotografie (dalle tecniche più elementari alle più moderne e ricercate). Alla fine del Corso vi troverete in possesso di un vero laboratorio fotografico, grazie al **materiale che la Scuola Radio Elettra invia gratuitamente agli allievi.**
Non esitate... fotografare può essere un hobby o una professione, ma soprattutto è arte... e i vostri amici ve lo confermeranno presto.
Inviateci oggi stesso il vostro nome, cognome e indirizzo, vi forniremo gratuitamente e senza alcun impegno da parte vostra le più ampie e dettagliate informazioni sul Corso di Fotografia Pratica.

Scrivete alla



Scuola Radio Elettra

10126 Torino - Via Stellone 5 391
Tel. 67.44.32 (5 linee urbane)



FOTO-TIMER UK860

L'UK860, è reperibile in scatola di montaggio e consente di costruire un foto-timer di facile uso e di funzionamento sicuro. Può essere utilizzato quale temporizzatore anche in campi diversi da quello fotografico, essendovi impiegato un relé, i cui contatti sopportano una corrente massima di 5 A.

Il circuito relativo al foto-timer UK860 è stato progettato secondo concetti moderni, che consentono di eliminare alcuni difetti propri di altri dispositivi dello stesso genere, anche se di costo notevolmente superiore.

Ad esempio, l'impiego nel circuito di un tyristore (SCR), il cui gate è alimentato dalla scarica di un condensatore, evita quei fenomeni di scintillamento che frequentemente si manifestano quando un operatore tiene inavvertitamente premuto il pulsante dello starter.

Per fornire la necessaria tensione continua al circuito temporizzatore, si è utilizzato un alimentatore perfettamente stabilizzato, mentre i segnali vengono notevolmente amplificati da un circuito ad alto guadagno. Tutte queste particolarità fanno dell'UK860 un apparecchio di notevole classe.

Fig. 1 - Schema elettrico del foto-timer UK860.

MATERIALE OCCORRENTE

(La scatola di montaggio HIGH-KIT della serie AMTRON è reperibile presso i distributori italiani della G.B.C.).

R1, R2	= resistori da 1 kΩ
R3	= resistore da 2,2 MΩ
R4	= resistore da 3,3 kΩ
R5	= resistore da 470 kΩ
R6	= resistore da 22 Ω
R7, R8	= resistori da 2,7 kΩ
C1	= condensatore da 0,22 μF
C2	= condensatore elettrolitico da 100 μF
C3	= condensatore elettrolitico da 1000 μF
D1, D2, D3	= diodi 10D1
SCR	= diodo controllato al silicio BStBO113
Z1	= diodo zener BZY94C11 opp. BZY88C11
P1	= potenziometro logaritmico da 0,47 MΩ B
STARTER	= deviatore a pulsante
Tr1, Tr3	= transistori BC107
Tr2	= transistore 2N1613
Tr4	= transistore AC187k oppure AC181k
T.A.	= trasformatore
C.S.	= circuito stampato

1 contenitore (è consigliabile il tipo G.B.C. 00/0946-01, non fornito con la scatola di montaggio), manopola, dissipatore per AC187k, dissipatore per 2N1613, ancoraggio per transistore, pannello frontale, prolunga, relé, 2 interruttori, portafusibile, fusibile da 0,1 A, distanziatore per potenziometro, 2 distanziatori per interruttori, 2 distanziatori per pulsante, 4 ancoraggi per circuito stampato, 6 viti da 3 MA x 6, 9 dadi da 3 MA, trecciola nera (cm 30), filo nudo ⌀ 0,8 (cm 25), 3 viti da 3 MA x 15, 1 confezione stagno e minuterie varie.

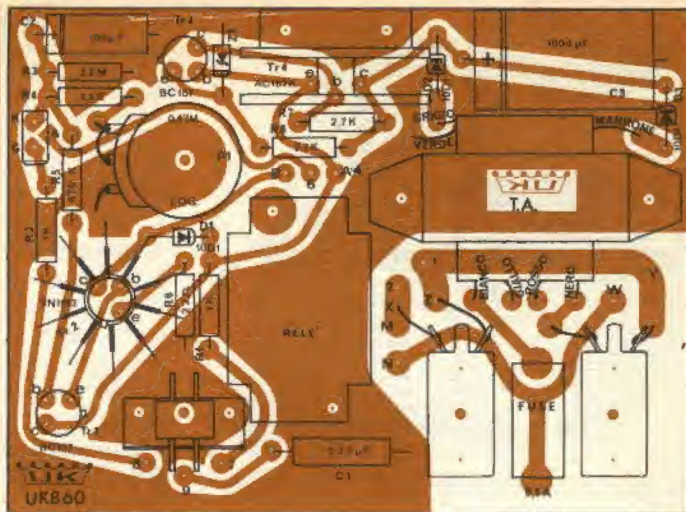


Fig. 2 - Serigrafia del circuito stampato vista dal lato su cui si monteranno i componenti.

È evidente, pertanto, che l'impiego dell'UK860 può essere esteso anche a campi molto diversi da quello fotografico cioè a tutti quei casi in cui sia necessario limitare la durata di un dato fenomeno ad un preciso intervallo di tempo.

I contatti del relé sono in grado di sopportare una corrente massima di 5 A, quindi possono essere collegati a carichi non induttivi dell'ordine di 1 kW.

Qualora si desideri operare con carichi maggiori, l'UK860 può essere utilizzato quale servorelé, in modo da pilotare indirettamente un relé di maggiore potenza.

Descrizione del circuito elettrico - Come si può rilevare dallo schema elettrico, illustrato nella *fig. 1*, l'UK860 è costituito essenzialmente da un circuito temporizzatore. Esso comanda un relé che provvede a chiudere, per un determinato tempo, il circuito di alimentazione che fa capo alla lampada dell'ingranditore fotografico.

L'interruttore è contrassegnato sulla mascherina dalla sigla LAMP e consente di accendere direttamente la lampada dell'ingranditore qualora non si desideri utilizzare il timer.

Il circuito di alimentazione è stato progettato in modo da erogare una tensione continua di 12 V perfettamente stabilizzata. Esso è costituito essenzialmente dal trasformatore di alimentazione TA, nel cui circuito primario sono inseriti: il fusibile da 0,1 A, l'interruttore del timer e l'uscita per alimentare direttamente la lampada tramite l'interruttore LAMP.

La tensione presente al secondario del trasformatore è raddrizzata in doppia onda mediante i diodi D2 e D3 del tipo 10D1, e quindi livellata dal condensatore elettrolitico C3 da 1000 μF.

Il diodo Zener BZY94C11 (Z1) mantiene costante la tensione di emettitore del transistore Tr3, del tipo BC107.

I due transistori Tr3 e Tr4 (questo ultimo del tipo AC187K oppure AC181K) costituiscono un classico circuito stabilizzatore. Se a causa del maggiore assorbimento, dovuto ad esempio alla chiusura del relé sul carico esterno, si avesse un abbassamento della tensione di uscita, questa verrebbe riportata automaticamente al valore iniziale.

Infatti, un abbassamento della tensione di uscita produce immediatamente la diminuzione della tensione polarizzatrice di base del transistore Tr3, a cui corrisponde la diminuzione della corrente che scorre nel suo collettore.

In queste condizioni, la tensione di collettore aumenta. Essendo quest'ultimo collegato direttamente alla base del transistore Tr4, si viene ad avere contemporaneamente un aumento della tensione base-emettitore, che contribuisce a riportare la tensione di uscita al suo valore normale.

Il funzionamento della sezione TIMER vera e propria è particolarmente efficiente, basandosi principalmente sull'impiego di un tyristore (SCR) del tipo BStBO113, seguito da due stadi amplificatori.

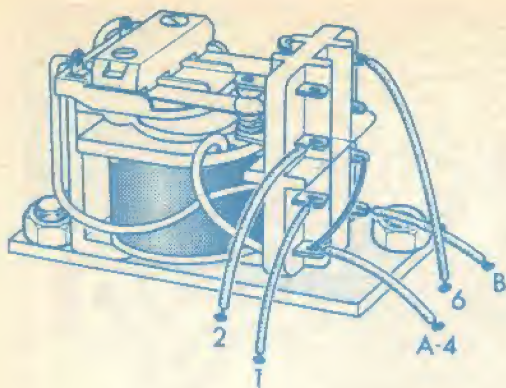


Fig. 3 - Preparazione del relé.

Quando lo STARTER, ossia l'interruttore a pulsante, si trova nella posizione di riposo, cioè con il terminale 7 collegato a C1, l'SCR rimane allo stato non conduttore, ma con l'anodo regolarmente alimentato.
In questa fase il condensatore C1 da 0,22 μF si carica, ricevendo la tensione di alimentazione, che proviene dal transistore Tr4 attraverso l'interruttore a pulsante.
Non appena si preme il pulsante dello starter, il gate è istantaneamente alimentato dalla scarica del condensatore C1, attraverso il resistore limitatore R2 da 1 kΩ; ciò è sufficiente a fare entrare in conduzione l'SCR. Infatti, affinché si verifichi la suddetta condizione, basta che il gate sia sottoposto ad un solo impulso.
Questa soluzione, come abbiamo già chiarito, evita che il gate sia alimentato con continuità qualora, per distrazione, l'operatore seguiti a tenere abbassato il pulsante dello starter, la cui azione in tal caso resta inefficiente.
L'SCR, entrando in conduzione, provvede a caricare il condensatore C2 da 100 μF ed a fornire la polarizzazione di base al transistore Tr1. I due transistori Tr1 e Tr2 costituiscono, come abbiamo detto, un amplificatore ad alto guadagno con accoppiamento diretto. Non appena la base di Tr1 viene polarizzata, TR2 entra in conduzione e provoca l'attrazione del relé. In questa posizione il relé chiude con i contatti 1 e 2 il circuito di rete che va ad alimentare la lampada dell'ingranditore, o comunque dell'apparecchio di carico.
In tal modo interrompe il circuito di alimentazione dell'SCR, che in precedenza era chiuso tra mite i contatti 6 e 4.

A partire da questo istante l'SCR cessa la conduzione, poiché il suo anodo non è più alimentato, e pertanto la base del transistore Tr1 viene alimentata esclusivamente dalla scarica del condensatore elettrolitico C2, da 100 μF, la cui costante di scarica dipende dal circuito RC, costituito dal condensatore stesso, dal resistore R4 da 3,3 kΩ e dal potenziometro logaritmico P1.
È evidente che questa costante può essere modificata alterando il valore di uno dei componenti interessati al circuito. Nel nostro caso, essa viene variata a piacere agendo sul potenziometro P1, il cui valore è stato scelto in modo che la scarica possa essere regolata da poco meno di 1 sec a poco più di 60 sec.
Quando C2 si è completamente scaricato, la base del transistore Tr1 ritorna a non essere polarizzata. La corrente di collettore del transistore Tr2 diminuisce e pertanto il relé si diseccita ritornando alla posizione di riposo. In questa posizione si interrompe la tensione di alimentazione dell'ingranditore e l'anodo dell'SCR viene nuovamente alimentato. Il timer si trova, quindi, nella condizione di ripetere un nuovo ciclo prestabilito. Il diodo D1 ha il solo compito di limitare i picchi di tensione ai capi della bobina di eccitazione del relé.

Montaggio - Il montaggio del foto-timer UK860 non presenta eccessiva difficoltà grazie alla riproduzione serigrafica del circuito stampato *fig. 2* ed ai diversi disegni esplosi, che illustrano chiaramente come debbano essere inseriti i componenti sul circuito stampato stesso ed il modo in cui vanno fissati fra loro i vari elementi.
Le varie fasi di montaggio dell'UK860 dovranno procedere come sotto indicato.

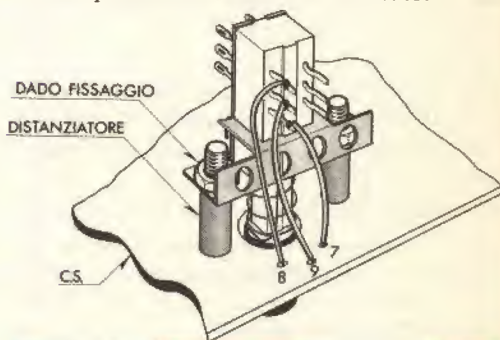


Fig. 4 - Fissaggio dello STARTER al circuito.

Prima fase - Circuito stampato.

● Infilare e saldare al circuito stampato i due pin (ancoraggi), sui quali dovrà essere saldato il cordone di alimentazione e i due pin, identici ai precedenti, relativi al cordone di uscita. Quest'ultimo sarà saldato a montaggio ultimato.

● Inserire e saldare al circuito stampato i terminali degli otto resistori, attenendosi alla riproduzione serigrafica, controllando accuratamente il valore di ciascuno di essi, in modo da evitare eventuali scambi di valore.

● Fissare e saldare il condensatore C1 da 0,22 μF.

● Fissare e saldare il condensatore elettrolitico C2 da 100 μF rispettando le polarità, come è indicato nella serigrafia.

● Preparare per il montaggio il potenziometro logaritmico P1 da 0,47 MΩ, collegando con uno spezzone di filo nudo il terminale centrale con il terminale di destra — visto dall'alto —, come indicato nella *figura 2*. Ai due terminali estremi del potenziometro saldare due spezzoni di filo di rame nudo, lunghi ciascuno 15 mm.

● Montare il potenziometro sul circuito stampato, in modo che i due suddetti spezzoni di filo nudo passino esattamente negli appositi fori. Fissare il potenziometro al circuito stampato mediante l'apposito dado esagonale.

● Saldare i due conduttori provenienti dal potenziometro al circuito stampato dopo averli accorciati alla giusta lunghezza.

● Montare e saldare i tre diodi 10D1, come indicato nella serigrafia, rispettando le relative polarità.

● Inserire e saldare il diodo Zener BZY 94C11.

● Montare sul circuito stampato il trasformatore di alimentazione, in modo che i tre conduttori che escono dal secondario si affaccino ai tre fori del circuito stampato ed i quattro conduttori del primario ai quattro fori dello stesso circuito.
Il fissaggio sarà effettuato mediante due viti da 3 MA x 6 con rispettivi dadi.

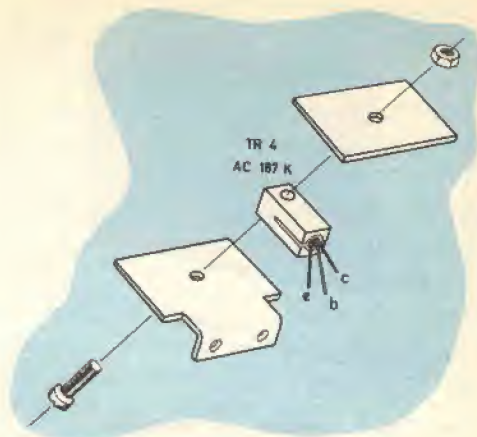


Fig. 5 - Montaggio del transistore TR4 nel dissipatore.

Guardando il trasformatore dall'alto e verso gli interruttori, i quattro conduttori del primario dovranno essere infilati negli appositi fori nel seguente ordine di colore: nero, rosso, giallo e bianco. Di questi quattro conduttori sono utilizzati soltanto i due relativi alla tensione da 220 V; gli altri due, isolati e saldati al circuito stampato, potranno essere impiegati qualora sia necessario alimentare il foto-timer con tensioni di 125 V o 160 V.

● Saldare i tre conduttori del secondario ed i quattro del primario nei rispettivi fori del circuito stampato.

● Inserire e saldare il condensatore elettrolitico C3 da 1000 μF, rispettandone la polarità.

● Inserire e saldare lo zoccolo portafusibile.

● Saldare all'interruttore TIMER due spezzoni di filo di rame nudo, lunghi 16 mm.

● Fissare l'interruttore TIMER al circuito stampato mediante l'apposito dado esagonale, e saldare i due spezzoni di filo nudo ai rispettivi ancoraggi.

● Saldare all'interruttore LAMP due spezzoni di filo nudo, lunghi ciascuno 20 mm.

● Fissare l'interruttore LAMP al circuito stampato mediante l'apposito dado esagonale e saldare i due spezzoni di filo nudo ai rispettivi ancoraggi.

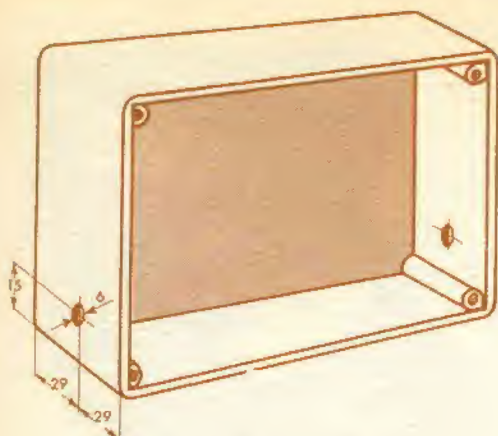


Fig. 6 - Foratura del contenitore.

● Preparare il relé per il montaggio, riferendosi alla *fig. 3*.

● Unire con filo di rame nudo il primo terminale in basso a sinistra, con il secondo terminale, partendo dal basso, a destra.

● Saldare due spezzoni di filo nudo, lunghi 12 mm ciascuno, ai primi due terminali, di destra e di sinistra, e che fanno capo ad A e B, come è mostrato nella figura.

● Saldare uno spezzone di filo isolato, della lunghezza di 35 mm, all'ultimo terminale di destra (che fa capo al n. 6) e due spezzoni, lunghi ciascuno 30 mm, al secondo ed al terzo terminale di sinistra (che fanno capo ai numeri 1 e 2 della figura).

● Fissare il relé al circuito stampato, mediante due viti da 3 MA x 6 con rispettivi dadi, avendo cura di far passare negli appositi fori i conduttttori, dopo aver provveduto ad asportare dalla loro estremità libera un breve tratto di isolante per facilitarne la saldatura.

● Saldare al circuito stampato i conduttori provenienti dal relé, contrassegnati con le sigle 2, 1, A-4, 6, B nella *fig. 3*.

● Ai tre terminali di sinistra dell'interruttore a pulsante (STARTER) collegare tre spezzoni di filo isolato, aventi ciascuno la lunghezza di 30 mm, asportando un breve tratto del tubetto isolante all'estremità libera.

● Fissare lo starter al circuito stampato, come indicato nella *fig. 4*, mediante due

Fig. 7 - Esploso di montaggio fra circuito stampato, pannello e componenti esterni.

CARATTERISTICHE TECNICHE

Alimentazione:	220 V - 50 Hz
Corrente max relé:	5 A
Transistori impiegati:	2 - BC107
	AC 187K (AC181K)
Diodi impiegati:	3-10D1
	BZY94C11 (Zener)
	BStBO113 (SCR)

viti da 3MA x 15 e relativi distanziatori e dadi.

● Saldare i tre terminali dello STARTER.

● Montare uno alla volta i due transistori BC107, infilando i relativi terminali negli appositi fori e saldandoli. Fare la massima attenzione affinché i terminali di base, di collettore e di emettitore non si attorciglino fra loro ed evitare di invertirli.

● Saldare, dopo averli fatti passare attraverso gli appositi fori, i terminali del transistore 2N1613 al circuito stampato. Detti terminali dovranno essere protetti con tre spezzoni di tubetto isolante, lunghi ciascuno 6 mm, in modo che il corpo del transistore resti ad una certa distanza dalla cassetta del circuito stampato. Ciò è indispensabile affinché il dissipatore termico possa essere successivamente infilato sul transistore, senza che vada a contatto di altri componenti vicini.

● Saldare al circuito stampato i terminali relativi all'SCR, BStBO113, in modo che il suo corpo appoggi alla basetta del circuito stampato stesso.

● Inserire il transistore AC187K (oppure AC181K) nel relativo dissipatore, attenendosi a quanto illustrato nella *fig. 5*.

● Ricoprire con tre tubetti isolanti, lunghi ciascuno 10 mm, i tre terminali del transistore.

● Fissare il dissipatore termico al circuito stampato mediante due viti da 3MA x 6, con relativo dado, dopo aver infilato i tre terminali nei rispettivi fori.

● Saldare al circuito i tre terminali del transistore AC187K (AC181K).

● Infilare sul transistore 2N1613 il dissipatore termico, in modo che le alette di raffreddamento vengano a trovarsi rivolte verso l'alto.

● Inserire nell'apposito zoccolo, montato precedentemente, il fusibile da 0,1 A.

Seconda fase.

● Come indicato nella *fig. 6*, eseguire due fori da 6 mm di diametro nelle pareti laterali del contenitore, per il quale è consigliabile usare il modello GBC 00/0946-01.

● Fissare il circuito stampato, dal lato delle piste di rame, alla mascherina, infilando i relativi distanziatori sul perno del potenziometro e sui perni degli interruttori TIMER e LAMP. I distanziatori dovranno ve-

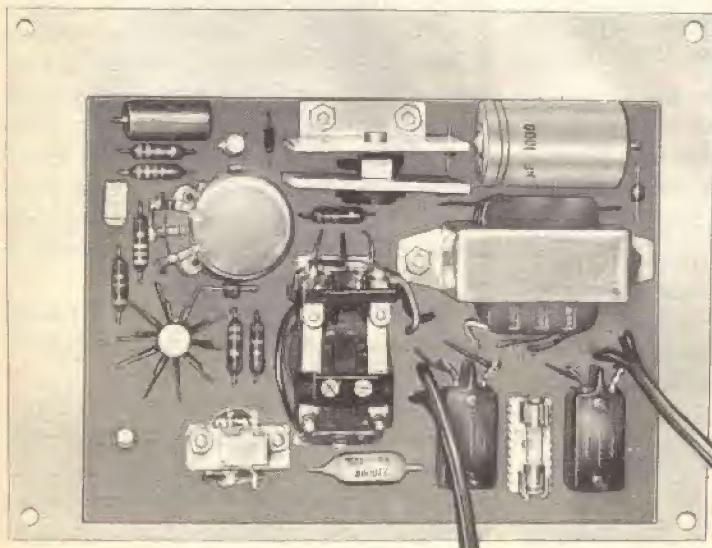


Fig. 8 - Aspetto del fototimer a montaggio ultimato.

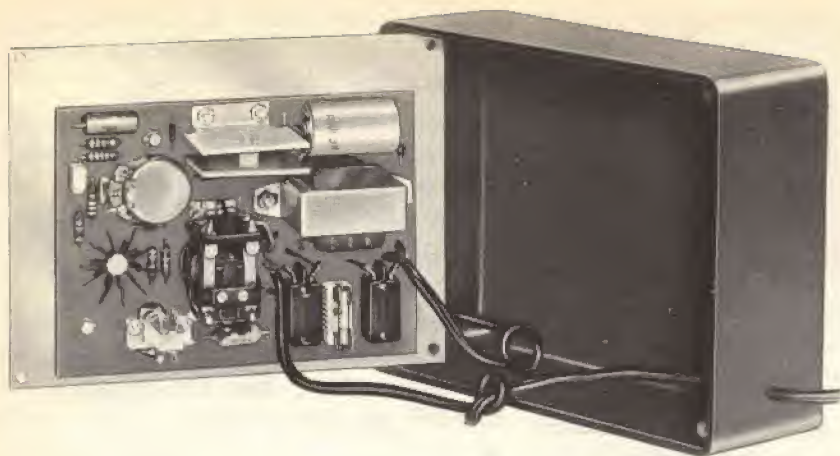


Fig. 9 - Altra vista del foto-timer a montaggio ultimato; si noti anche il contenitore adatto per rendere l'apparecchio più pratico ed anche di aspetto più professionale.

nirsi a trovare al di sopra dei dadi che sono serviti a fissare i suddetti tre componenti al circuito stampato, come indicato nell'esploso della *fig. 7*.

- Far penetrare i suddetti tre perni, unitamente al pulsante dello starter, negli appositi fori della mascherina.
- Avvitare e stringere il dado di fissaggio sul perno del potenziometro, rendendo solidali il circuito stampato e la mascherina.
- Infilare e stringere le due ghiere relative agli interruttori TIMER e LAMP. Durante le due precedenti operazioni, che hanno lo scopo di fissare il circuito stampato alla mascherina, occorre porre la massima attenzione affinché il pulsante possa scorrere liberamente, senza fare alcun attrito con i contorni del foro.
- Far passare il cordone di alimentazione nell'apposito foro del contenitore e saldarlo ai rispettivi ancoraggi sul circuito stampato.
- Introdurre il cordone di uscita nell'apposito foro del contenitore e saldarlo ai rispettivi ancoraggi sul circuito stampato.

Prima di effettuare la saldatura dei due cordoni, è opportuno fare loro un nodo, in modo che eventuali strappi non possano ripercuotersi sul circuito stampato.

- Fissare la mascherina al contenitore mediante le apposite quattro viti.
- Fissare provvisoriamente la manopola, in modo che l'indice corrisponda alla posizione di minimo del potenziometro, cioè sia completamente ruotato verso sinistra.

Operazioni di messa a punto - Terminate le suddette operazioni, il montaggio è da ritenersi ultimato, e deve apparire come illustrato nella *fig. 8* e nella *fig. 9*.

Dando tensione al foto-timer e collegando la lampada dell'ingranditore al cordone di uscita, si proverà in primo luogo che essa si accenda, chiudendo l'interruttore LAMP, portandolo cioè dalla posizione "escluso" (OFF) a quella "incluso" (ON). Dopo aver commutato l'interruttore LAMP su OFF ed aver portato l'interruttore TIMER nella posizione ON, si regolerà l'indice della manopola in modo da portarlo in una posizione poco lontana dal valore di partenza, cioè prossima allo zero. In queste condizioni premendo il pulsante STARTER la lampada dell'ingranditore si dovrà accendere per un periodo di tempo piuttosto breve, periodo che dovrà aumentare se si sposta la manopola in senso orario.

Se si realizzano le situazioni sopra illustrate, significa che il montaggio è stato eseguito in maniera regolare.

Si passerà, quindi, ad effettuare la messa a punto vera e propria del timer. Questa operazione è necessaria per il fatto che, pur avendo impiegato nel circuito componenti ad alta stabilità, un minimo scarto del valore

nominale, tanto del condensatore quanto dei resistori interessati a detto circuito, dà luogo ad una differenza di taratura fra esemplare ed esemplare. Ciò evidentemente impedisce che, unitamente ai componenti, possa essere fornita una scala dei tempi di tipo standard.

A titolo di esempio, nella *fig. 10* è visibile la scala relativa al prototipo dell'UK860.

Il procedimento che si deve seguire per effettuare la taratura del timer è molto semplice. Essa si deve fare di tanto in tanto in considerazione della elevata qualità dei componenti usati. Per portare a termine le prove nel migliore dei modi, occorre preparare un disco di comune carta da disegno, il cui diametro dovrà essere di poco superiore a quello della manopola. Asportata la manopola, il disco dovrà essere infilato nel perno del potenziometro, in modo che il centro del cerchio corrisponda esattamente a quello del perno. Affinché il disco resti fermo, lo si fisserà provvisoriamente alla mascherina con un poco di nastro adesivo, dopo di che si rimetterà al suo posto la manopola. Terminate le suddette fasi preliminari, si

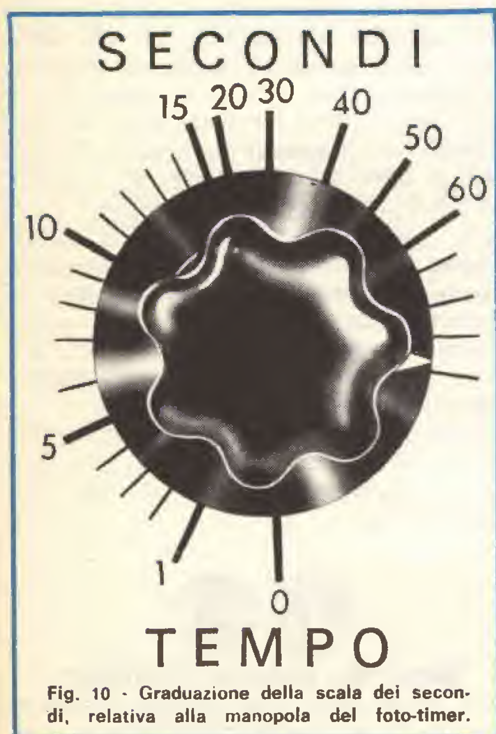


Fig. 10 - Graduazione della scala dei secondi, relativa alla manopola del foto-timer.

porterà l'indice della manopola nella posizione di zero. Sul disco si segnerà un trattino in corrispondenza dell'indice, scrivendovi accanto O. Successivamente, si porterà l'indice in una posizione distante pochi millimetri dalla precedente, ripetendo le prove fino a quando il relé resterà attratto per 1 sec. Si segnerà con un trattino l'intervallo corrispondente, scrivendovi accanto la cifra 1. Si passerà quindi a ricercare gli intervalli successivi aventi la durata di 2 sec, 3 sec e così via, segnando sempre con un trattino sul cerchio e di fianco il tempo corrispondente al valore ricercato.

Agendo in questo modo, e con un po' di pazienza, si potranno ottenere tutti gli intervalli compresi fra 1 sec e più di 60 sec.

Al fine di conseguire una perfetta taratura del timer, è consigliabile ripetere più volte le suddette operazioni. Naturalmente, le prove di cui sopra potranno essere eseguite inserendo in uscita una comune lampada da 220 V, anziché la lampada dell'ingranditore.

Quando si è certi che i tempi indicati sul quadrante corrispondano realmente agli intervalli di tempo effettivi, si toglierà dalla mascherina il disco di carta e se ne disegnerà uno più presentabile, avendo però la massima cura di rispettare nel modo più preciso possibile le indicazioni riportate sul disegno originale.

Naturalmente, si scriveranno i numeri corrispondenti ai valori principali, mentre i valori intermedi potranno essere contrassegnati soltanto da trattini.

Si segnerà, ad esempio, la posizione relativa ad 1 sec poi i trattini per 2 sec, 3 sec, 4 sec, al 5 sec si scriverà anche il valore proseguendo in questo modo fino a 15 sec. Dopo quest'ultimo valore è sufficiente segnare le cifre decimali e cioè 20 sec, 30 secondi, 40 sec, 50 sec, 60 sec.

Le cifre ed i trattini del quadrante potranno essere tracciati anche con inchiostro fosforescente, al fine di renderli visibili in piena oscurità.

Si fisserà, quindi, il nuovo quadrante sulla mascherina, mediante un fissatore qualsiasi. Il foto-timer sarà così pronto per essere impiegato. 



UN TECNICO IN ELETTRONICA INDUSTRIALE È UN UOMO DIVERSO

Pensi all'importanza del lavoro nella vita di un uomo. Pensi a sé stesso e alle ore che passa occupato in un'attività che forse non La interessa.
Pensi invece quale valore e significato acquisterebbe il fatto di **potersi dedicare ad un lavoro non solo interessante** — o addirittura entusiasmante — **ma anche molto ben retribuito.** Un lavoro che La porrebbe in grado di affrontare la vita in un modo diverso, più sicuro ed entusiasta.
Questo è quanto può offrirLe una **specializzazione in ELETTRONICA INDUSTRIALE.** Con il Corso di Elettronica Industriale Lei riceverà a casa Sua le lezioni: potrà quindi studiare quando Le farà più comodo senza dover abbandonare le Sue attuali attività. Insieme alle lezioni riceverà anche i materiali che Le consentiranno di esercitarsi sugli stessi problemi che costituiranno la Sua professione di domani.
Questi materiali, che sono più di 1.000, sono compresi nel costo del Corso e resteranno di Sua proprietà; essi Le permetteranno di compiere interessantissime esperienze e di realizzare un **allarme elettronico,** un **alimentatore stabilizzato protetto,** un **trapano elettrico** il cui motore è adattabile ai più svariati strumenti ed utensili industriali, un **comando automatico di tensione** per l'alimentazione del trapano, e molti montaggi sperimentali.
Lei avrà inoltre la possibilità di seguire un periodo di **perfezionamento gratuito di due settimane** presso i laboratori della Scuola, in cui potrà acquisire una esperienza pratica che non potrebbe ottenere forse neppure dopo anni di attività lavorativa.
Richieda, senza alcun impegno da parte Sua, dettagliate informazioni sul Corso di Elettronica Industriale per corrispondenza.



Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5/392
Tel 67 44.32 (5 linee urbane)

UN CALCOLATORE A DIFESA DELL'AMBIENTE NATURALE

Un modello matematico simula le condizioni di inquinamento atmosferico

Alcuni scienziati sono all'opera per trovare il modo di colpire a fondo lo smog. In questa lotta sono coadiuvati da un calcolatore elettronico, che simula le condizioni ambientali e che prevede addirittura i futuri livelli d'inquinamento dell'atmosfera. Le ricerche sono basate su un modello matematico, progettato dalla Travelers Research Corporation di Hartford (Connecticut).
L'elaboratore è un Sistema/360 IBM Modello 40, che ha già analizzato migliaia di misure sulla purezza dell'aria. I risultati finora ottenuti dimostrano che in alcune zone del Connecticut l'inquinamento supera del $50 \div 125$ per cento i limiti accettabili.
Solo conoscendo perché, quando e dove l'aria è avvelenata, si possono preparare efficaci programmi anti-smog. Al calcolatore elettronico spetta naturalmente il compito non solo di sfornare una grande quantità d'informazioni, ma anche di aiutare gli studiosi ad interpretarle.
I tecnici, comunque, non si aspettano che la macchina fornisca soluzioni semplici per un fenomeno che ha ormai le dimensioni e l'aggressività delle catastrofi naturali. Il problema è complesso; ad esempio, ogni agente inquinante, sia esso polvere, fumo o scoria chimica, costringe ad operare in tre diverse direzioni. Primo, ripulire e risanare quelle zone dove lo smog supera già i limiti d'emergenza; secondo, controllare le fonti d'inquinamento dove la concentrazione di veleni chimici sta raggiungendo livelli inaccettabili; terzo, prevedere l'allargarsi del mantello di fumo nelle aree che non hanno ancora conosciuto questo flagello.
Complica ulteriormente il problema la continua variazione delle sorgenti d'inquinamento e delle condizioni atmosferiche. Inoltre, non vanno dimenticate le questioni sociali ed economiche, come l'efficacia ed il costo delle soluzioni anti-smog proposte. A questo punto, solamente con un calcolatore elettronico è possibile eseguire i milioni di calcoli necessari per valutare tutti questi fattori, che agiscono contemporaneamente.
La squadra di ricercatori della Travelers Research Corporation è riuscita a realizzare un modello dell'inquinamento atmosferico dopo due anni di studi. Per impostare le complesse equazioni matematiche, che costituiscono tale modello, sono stati introdotti nell'elaboratore tutti i dati relativi agli agenti inquinanti scaricati dai motoveicoli, dalle industrie, dagli impianti di riscaldamento e da altre fonti. Questi dati sono stati raccolti da venticinque stazioni di misura strategicamente dislocate e da un gruppo di aerei e d'autocarri, particolarmente attrezzati, che operavano lungo le frontiere del Connecticut con l'incarico di misurare l'inquinamento provocato dalle sorgenti situate negli stati confinanti. In ogni stazione si determinò quando ed in quali condizioni atmosferiche la purezza dell'aria non aveva le caratteristiche stabilite dalla Commissione "Aria Pulita" del Connecticut.
Con la trasformazione di questa massa di dati in forma significativa, il calcolatore offre agli organi competenti la possibilità d'esaminare vari metodi per salvare l'aria dalla contaminazione chimica. Una soluzione potrebbe essere quella di far cessare nei momenti critici le attività degli impianti industriali, un'altra quella di limitare l'uso delle automobili. Senza contare che le elaborazioni della macchina permettono anche di valutare quale sarà il peso dei futuri prodotti della tecnologia (veicoli a trazione elettrica e impianti nucleari) nella lotta contro lo smog.
I ricercatori di Hartford impiegheranno il loro modello matematico per controllare l'inquinamento dell'aria nella città di Toronto; ma potrebbero farlo per qualsiasi altra città, dato che il modello può essere usato per simulare le più diverse condizioni atmosferiche. C'è di più: questo tipo di simulazione darà risposta a molte domande circa gli effetti dell'aria inquinata sulla salute dell'uomo, in particolare sui riflessi degli automobilisti.



Generatore di monoscopio per TV

Un generatore di monoscopio per il bianco e nero e per il colore, che può essere usato ugualmente bene per la trasmissione e come segnale di messa a punto finale nella produzione di apparecchi TV, è stato presentato recentemente dalla Philips.
Il nuovo monoscopio, denominato PM 5544, è generato elettronicamente e contiene tutti i segnali necessari per verificare sia i ricevitori monocromatici, sia quelli a colori, sia i sistemi del tipo PAL. Può anche essere utilizzato in laboratori di ricerca TV e nelle università.
Il generatore di monoscopio, previsto per il collaudo di ricevitori TV e di monitori, costituisce un mezzo per la verifica di tutte le caratteristiche concorrenti a determinare la qualità dell'immagine. È realizzato in modo che tutti i difetti, che possono danneggiare la qualità dell'immagine, siano prontamente identificabili nel monoscopio.

Cerchio generato con tecnica digitale - Una delle principali caratteristiche del monoscopio PM 5544 è il suo cerchio generato digitalmente, che risulta più stabile e preciso di quelli del tipo a scansione a flying-spot di altri tipi analoghi. Esso inoltre consente una chiara indicazione dei difetti nella geometria della figura. In questo cerchio compare la maggior parte dei segnali necessari per verificare l'allineamento del ricevitore. Tutto ciò è conforme ai requisiti stabiliti dalle norme EBU e ARD; il monoscopio comprende anche sei bande di colore, una scala dei grigi, linee di definizione ed onde quadre a 250 kHz.
La scala delle bande di colore è del tipo a luminanza decrescente ed è prevista principalmente per verificare la resa del colore in conformità con le esigenze EBU per i segnali di bande di colore con il 75% di contrasto ed il 100% di saturazione. La scala dei grigi è utilizzata per verificare la messa a punto del controllo di luminosità del ricevitore e ne rende possibile la regolazione, in modo che la differenza di luminosità tra tutte le dieci bande nella scala sia costante. È anche possibile ottenere una scala a cinque bande. La risposta in frequenza della sezione video del ricevitore può essere verificata con i segnali delle linee di definizione. Questi consistono in cinque blocchi distinti di segnali con frequenze in accordo con quanto stabilito dalle recenti proposte EBU. Esse sono 0,8 MHz, 1,8 MHz, 2,8 MHz, 3,8 MHz, 4,8 MHz. Le forme d'onda quadre a 250 kHz sono usate per verificare la risposta d'ampiezza e transitoria delle sezioni video del ricevitore.
Oltre a questi, altri segnali compresi nel cerchio permettono di eseguire verifiche dell'interlaccio della figura, della convergenza e della linearità al centro dello schermo e la risposta alle alte, medie e basse frequenze delle sezioni video del ricevitore. È anche possibile inserire una linea verticale al centro del monoscopio per la verifica della convergenza statica.

Segnali esterni al cerchio - All'esterno del cerchio vi è un certo numero di segnali che vengono usati per le tarature dei ricevitori sulle linee di produzione. Le merlature che circondano il monoscopio completo, per esempio, facilitano la centratura del monoscopio sullo schermo, mentre i blocchi neri e bianchi intercalati sul bordo destro sono utilizzati per verificare l'esecuzione del separatore di sincronismi; la convergenza può essere verificata con tratteggio incrociato. Questo segnale può essere anche utilizzato per indicare se il sistema di deflessione del ricevitore è correttamente allineato. I rimanenti segnali esterni al cerchio sono segnali di differenza di colore, che sono normalmente utilizzati per le tarature di allineamento sulle linee di produzione.
Nel monoscopio PM 5544 è possibile inserire ulteriori informazioni video. Un segnale di individuazione di stazione trasmittente può essere incluso nella barra nera vicina alla parte bassa del cerchio; tutti i segnali compresi entro il cerchio possono essere rimpiazzati da un altro display (telecamera o figure ottenute mediante scansioni a flying-spot).
L'informazione di quest'ultimo può essere inviata nel PM 5544 in modo che solo l'area compresa entro il cerchio sia utilizzata per il display.



Memoria completamente monolitica nel Sistema/370 Modello 145

Dopo i primi due Modelli del Sistema/370, la IBM ha progettato un nuovo calcolatore della serie: il Modello 145 (ved. foto). Il nuovo elaboratore è il primo fra i sistemi IBM di medie dimensioni ad essere dotato di una memoria principale interamente composta di circuiti monolitici: questi ultimi, infatti, erano stati sinora utilizzati solo nelle memorie dei calcolatori di più elevate prestazioni.

Tale innovazione tecnica rappresenta una significativa evoluzione rispetto alla tecnologia utilizzata negli ultimi quindici anni, caratterizzata dall'impiego di memorie ad anelli di ferrite. L'adozione dei circuiti monolitici consente al Modello 145 di immagazzinare nella memoria centrale più di 500 mila caratteri in circa metà spazio rispetto a quello necessario in una memoria di tipo tradizionale.



Nella memoria monolitica del Modello 145, infatti, i dati sono immagazzinati elettronicamente in circuiti così piccoli che possono essere visti solo con l'ausilio di un microscopio. Ben centosettantaquattro circuiti completi, composti di oltre 1.400 elementi, sono contenuti su una singola piastrina di silicio, la cui superficie è inferiore ad un centimetro quadrato.

Questa nuova tecnica rende possibile l'elevata velocità interna, che è fino a 5 volte maggiore di quella del Sistema/360 Modello 40 e fino a 9 volte di quella del Modello 30. Il nuovo elaboratore si avvale altresì della possibilità di utilizzare, oltre alle unità già annunciate per i precedenti modelli del Sistema/370, una nuova unità di memoria a dischi magnetici, avente una capacità di 87 milioni di caratteri estensibile fino a 233 milioni. Ciò è di particolare importanza nel campo della multiprogrammazione e per lo sviluppo delle applicazioni che richiedono il trattamento di grandi volumi di dati.

Il Modello 145 si rivolge quindi agli attuali utenti commerciali e scientifici di sistemi medi, che potranno avvalersi di un miglior rapporto costo-prestazioni senza dover riprogrammare le applicazioni scritte per il Sistema/360 e per i precedenti elaboratori IBM.

★

PANORAMICA STEREO




Idealmente, lo stereo a quattro canali dovrebbe essere riprodotto usando un giranastro a quattro canali, un preamplificatore a quattro canali, due amplificatori stereo e quattro altoparlanti. Un impianto del genere però è costoso, anche se si scende al compromesso di adottare quattro canali a media fedeltà anziché due ad alta fedeltà. Inoltre, comporterebbe il consumo di soli nastri, molto più costosi dei dischi.
L'alto costo di quattro canali separati non scoraggerà, probabilmente, coloro che si autocostruiscono gli apparati. Però, gli studi di registrazione e le compagnie di radiodiffusione saranno restii ad eliminare parte delle loro apparecchiature ed a raddoppiare le altre; questo fatto, oltre alla resistenza che si incontrerà da parte dei consumatori, può compromettere lo stereo a quattro canali prima ancora che si affermi. Date le circostanze, non sorprende il considerevole interesse rivolto alla possibilità di arrivare ai quattro canali meno drasticamente.
C'è chi sta progettando un metodo per riprodurre quattro canali per mezzo di due canali e, finora, sono stati sperimentati due di tali sistemi: uno costruito da Peter Scheiber e l'altro da David Hafler della Dynaco. Il "sistema Hafler" ed alcune sue interessanti variazioni sono usati in alcuni paesi europei almeno da quattro anni. In futuro, ci saranno altre dimostrazioni e l'industria ne prenderà ben nota in quanto uno dei sistemi sperimentati potrà determinare il futuro del suono a quattro canali.
Il problema di fronte al quale si trovano questi progettisti è semplicemente quello secondo il quale, qualunque sia il progresso della tecnica, non è possibile che due canali portino altrettante informazioni quante ne possono portare quattro canali. Qualche speranza di successo è legata al fatto che per la maggior parte del tempo i due canali di un sistema stereo doppio non sono completamente occupati dal materiale programmatico, e quando lo sono c'è generalmente una sostanziale duplicazione di materiale nei due canali. Si spera così di utilizzare gli intervalli tra segnali non duplicati per portare l'informazione per gli altri due canali o di trovare un mezzo per evitare che il materiale sciupi spazio.
I sistemi Scheiber e Hafler si basano su questo principio ed usano il metodo di matrice per sopprimere il materiale duplicato, in modo che un confronto successivo tra i canali dal quale è stato rimosso ne consenta la ricostruzione. Il metodo di matrice è semplicemente un processo mediante il quale differenze di intensità e di polarità elettrica di due o più segnali vengono usate per cancellare materiale indesiderato e rinforzare il materiale desiderato.

Nel solco del disco - Il mezzo migliore per vedere come funziona il metodo di matrice nei sistemi Scheiber e Hafler con-

siste nel considerare il movimento della puntina nel solco di un disco. Le frecce a linee piene nella *fig. 1* mostrano la direzione in cui vibra la puntina, guardando la cartuccia di fronte, in una normale registrazione a due canali. Le modulazioni nei canali sinistro e destro sono a 45° con l'orizzontale e ad angoli retti tra loro. La relazione ad angolo retto è importante, in quanto consente alla puntina di spostarsi lungo uno degli assi senza cambiare posizione rispetto all'altro asse, fornendo così teoricamente una perfetta separazione dei canali.

La freccia tratteggiata orizzontale della *fig. 1* rappresenta la direzione del moto della puntina quando entrambi i canali stereo portano un'informazione identica e in fase, quando cioè i due canali spostano contemporaneamente la puntina a 45° verso sinistra o verso destra. Il movimento medio è allora orizzontale, a 45° con ciascun asse, la separazione è solo del 50% e ciascun canale principale riproduce metà del risultante segnale in fase. Questa condizione fa apparire il suono a metà tra i due altoparlanti laterali, direttamente di fronte all'ascoltatore. Normalmente è un centro fantasma, in quanto il suono sembra provenire da un altoparlante che non esiste. Se però si collega un terzo altoparlante, in modo che riceva i segnali combinati dai canali sinistro e destro, da questo altoparlante proverrà il risultante segnale "di matrice" due volte più forte di quello di ciascun altoparlante laterale. Con questo si deriva effettivamente un terzo canale dai due originali. L'informazione di differenza in un solco stereo deriva dalle modulazioni verticali (freccia tratteggiata verticale). Se un segnale è uguale nei due canali ma fuori fase, l'informazione di differenza (verticale) sarà massima, il canale di somma centrale vedrà polarità più e meno, e si avrà la completa cancellazione del segnale. L'altoparlante di centro tacerà mentre gli altoparlanti laterali riprodurranno ciascuno metà del segnale totale fuori fase.

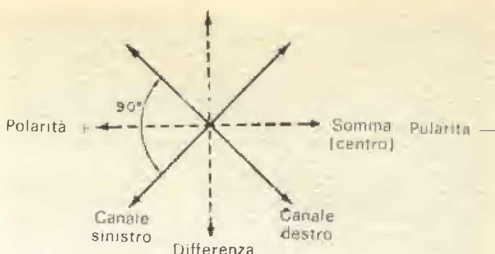


Fig. 1 - Movimento della puntina nel solco di un disco a due canali. Le frecce tratteggiate rappresentano le risultanti degli assi sinistro/destro.

Supponiamo ora di collegare un quarto altoparlante, in modo che risponda solo ai segnali di differenza. Da questo altoparlante saranno allora riprodotti, con intensità doppia degli altoparlanti laterali, i segnali uguali e fuori fase, mentre l'altoparlante di centro frontale tacerà. Così funziona il sistema Hafler a quattro canali.

La *fig. 2* mostra come questi quattro canali sono rappresentati da modulazioni del solco. Si noti che le modulazioni frontale e posteriore sono ad angoli retti tra loro e possono quindi fornire una separazione stereo potenziale del 100%. I canali adiacenti però sono a 45° e perciò la separazione tra questi canali non può essere migliore del 50%. Pertanto, mentre è possibile per un segnale perfettamente bilanciato far tacere completamente un canale, gli altri tre canali continueranno ad essere attivi e quello centrale avrà un'intensità doppia (+ 3dB) dei canali laterali. Questa è una separazione sufficiente per dare una forte impressione che il suono provenga da quell'altoparlante centrale, purché l'ascoltatore si trovi circa al centro di un rettangolo formato dai quattro altoparlanti. Avvicinandosi ad uno dei tre altoparlanti attivi, questo predominerà anche quando uno degli altri sarà più forte di 3 dB.

E' compatibile? - Hafler dichiara che il suo sistema è "perfettamente compatibile con la normale riproduzione stereofonica a due canali", il che però non è del tutto vero. In un sistema a due canali, dagli altoparlanti laterali emergerebbe un se-

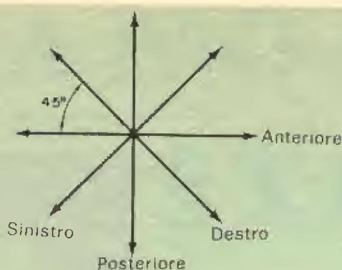


Fig. 2 - Nel sistema Hafler, per pilotare gli altoparlanti anteriore e posteriore, vengono derivati segnali dagli assi somma e differenza.

gnale posteriore puntiforme fuori fase, producendo il vago tipo di presentazione normalmente prevista da due altoparlanti fuori fase. Questo difficilmente si può dire compatibilità. La riproduzione monofonica sarebbe ancora meno soddisfacente, in quanto la mescolanza dei segnali posteriori fuori fase cancellerebbe i segnali stessi, eliminando nettamente dalla musica tutti gli strumenti situati dietro l'ascoltatore.

Il sistema Hafler, comunque, presenta alcuni vantaggi tra cui, non ultimo, la sua estrema semplicità. La riproduzione di quattro canali da due può essere fatta senza parti elettroniche: bastano quattro altoparlanti collegati come si vede nella *fig.* 3. Si può anche fare a meno dell'altoparlante frontale centrale, se quelli laterali sono in grado di produrre un centro fantasma ben definito. Il fatto che il consumatore non dovrà acquistare dispositivi decodificatori spiega tuttavia la mancanza di entusiasmo da parte dell'industria.

Un altro vantaggio del sistema Hafler, almeno dal punto di vista del consumatore, è che può essere usato con alcune registrazioni a due canali per derivare un vero segnale posteriore. La teoria è che qualsiasi suono ambientale naturale, essendo stato riflesso parecchie volte dalle pareti e dal soffittto della sala di registrazione (le sedie imbottite riducono al minimo la riflessione del pavimento), ha fasatura casuale, metà circa della quale è energia fuori fase che sarà riprodotta dall'altoparlante posteriore. Per la separazione limitata tra l'altoparlante posteriore e gli altoparlanti laterali, l'altoparlante posteriore riproduce, insieme ai suoni ambientali, anche alcune informazioni laterali. In molte registrazioni, però, vi sono abbastanza suoni ambientali puri per aggiungere al suono totale un impressionante senso di spazio e per far apparire, al confronto, il suono riprodotto con due canali sgradevolmente piatto.

Come fa osservare Hafler, l'effetto potrebbe essere molto accentuato se le compagnie di registrazione, anziché dipendere dalla ricezione casuale da parte dei microfoni di suoni fuori fase, aggiungessero deliberatamente suoni ambientali alle loro registrazioni a due canali. Questo suggerimento non è stato accolto molto favorevolmente dalle più importanti compagnie di registrazione americane. Sembra però che alcune compagnie europee

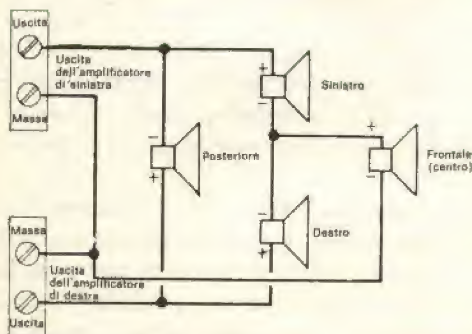


Fig. 3 - Collegamenti degli altoparlanti consigliati dalla Dynaco per la riproduzione Hafler a quattro canali. Gli altoparlanti devono essere tutti uguali ed i due canali stereo devono essere modificati per fornire una separazione di 6 dB, a meno che non venga usato, per pilotare l'altoparlante anteriore centrale, un amplificatore separato di somma

lo stiano già facendo e la riproduzione a quattro canali (alla Hafler) di alcune registrazioni pare confermare questa voce. Non risulta che qualche fabbricante di dischi, faccia, o solo preveda, registrazioni a quattro canali con riflessioni per la riproduzione Hafler, anche se ciò sarebbe possibile con le limitazioni di separazione e di compatibilità già menzionate.

Peter Scheiber invece non ha fatte dichiarazioni circa la compatibilità del suo sistema, il quale, infatti, è meno compatibile di quello di Hafler. Il suo sistema usa esattamente le stesse procedure di matrice dello Hafler, ma con due importanti differenze. Una di queste è rappresentata nella *fig. 4*, in cui si può notare che gli assi della puntina per i quattro canali sono a metà tra gli assi usati nel sistema Hafler. Tutto il sistema, cioè, è stato ruotato di 22,5°. Questa rotazione iniziale di fase o codificazione avviene in un circuito che è un capolavoro di semplicità e nel quale sono usati solo pochi resistori.

Qualcosa in più - Il decodificatore per la riproduzione del sistema Scheiber effettua la stessa operazione, ma al rovescio. Però, poiché gli assi dei canali adiacenti stanno a 45° tra loro, la separazione tra i canali adiacenti non è migliore che nel sistema Hafler. Tuttavia, Scheiber è andato un po' più in là, aggiungendo al circuito del decodificatore due amplificatori con controllo di guadagno variabile ed un circuito sensibile. Quando un segnale dovrebbe apparire solo in un canale, il dispositivo sente la grandissima separazione tra quel canale e quello opposto ed automaticamente fa tacere i due canali adiacenti. Nello stesso tempo, i livelli del canale in funzione e di quello opposto (il quale ha separazione illimitata) vengono esaltati per compensare la perdita di 3 dB dovuta al procedimento. L'azione di controllo è quasi istantanea e quindi può funzionare selettivamente entro i dettagli strutturali di un segnale complesso, scegliendo ogni ciclo ed inviandolo al giusto altoparlante.

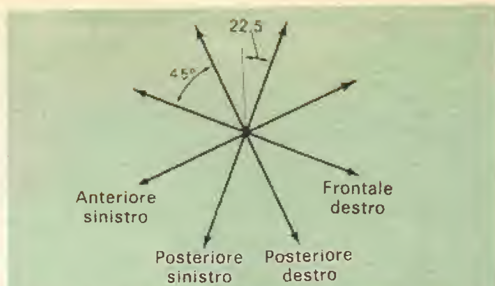


Fig. 4 - Il sistema Scheiber produce assi di modulazione ruotati di 22,5° rispetto a quelli utilizzati nel sistema progettato da Hafler.

Per quanto riguarda la compatibilità, è evidente dalla *fig. 4* che gli assi di modulazione per i segnali posteriore-sinistro e posteriore-destro non sono distanti dall'asse verticale, il che significa che questi segnali sparirebbero virtualmente nella riproduzione monofonica. Una riproduzione a due canali li porrebbe fuori fase sui due altoparlanti laterali ma, poiché ciascun asse è spostato dal verticale verso un canale laterale, il suo suono sarebbe riprodotto verso un lato o l'altro e la sfasatura non sarebbe cospicua. Più seria, tuttavia, è la perdita di separazione sinistra-destra, che sarebbe ridotta ad un massimo di 75% (solo 8 dB).

Il costo di un decodificatore Scheiber, per il momento, non è preventivabile. Un portavoce della Advent Corporation, che ha licenza di convertire il sistema Scheiber in prodotti commerciabili, precisa comunque che il decodificatore potrà essere molto economico o piuttosto costoso, in rapporto con la sua efficacia. Risulta che ne saranno costruite varie versioni e che, dal punto di vista delle prestazioni, l'acquirente otterrà per quel che avrà pagato. Sembra logico presumere che per le prove dimostrative del sistema sia stata usata la versione migliore possibile e che le versioni più economiche avranno caratteristiche più o meno buone della riproduzione Hafler.

Data la somiglianza tra i due sistemi, sarebbe interessante sapere quanto essi siano compatibili tra loro. Una risposta in proposito si potrà avere prossimamente.





Protezione automatica contro i fulmini

Evitate la rovina del vostro sistema d'antenna

Il sistema di protezione automatica contro i fulmini che presentiamo ha lo scopo di ridurre la possibilità di danni provocati dai fulmini o dall'accumulo di cariche statiche agli apparati elettronici. Il funzionamento del sistema è automatico nel senso che, per azionarlo, basta accendere o spegnere il ricetrasmettitore. Non si può quindi dimenticare di mettere a terra l'antenna, in quanto è poco probabile che ci si dimentichi di spegnere il ricetrasmettitore quando si è finito di usarlo.

Effetti del fulmine - Tre sono gli effetti principali che possono causare danni alle apparecchiature per comunicazioni.
Prima di tutto, vi è l'accumulo di cariche statiche sull'antenna. Questo effetto non è causato da un fulmine che colpisce direttamente l'antenna, ma dalle stesse condizioni che producono il fulmine. L'accumulo di cariche statiche avviene quando un'antenna non a terra accumula una forte carica c.c. in seguito al contatto con aria parzialmente ionizzata. Le cariche si sommano formando un alto potenziale c.c. tra la terra e gli elementi d'antenna. I danni che ne possono risultare sono causati dalla tensione eccessiva applicata alla linea di discesa od ai componenti dei circuiti RF del ricetrasmettitore.
I danni causati dall'accumulo di cariche statiche possono essere prevenuti collegando tutte le parti del sistema d'antenna a terra, sia direttamente sia attraverso

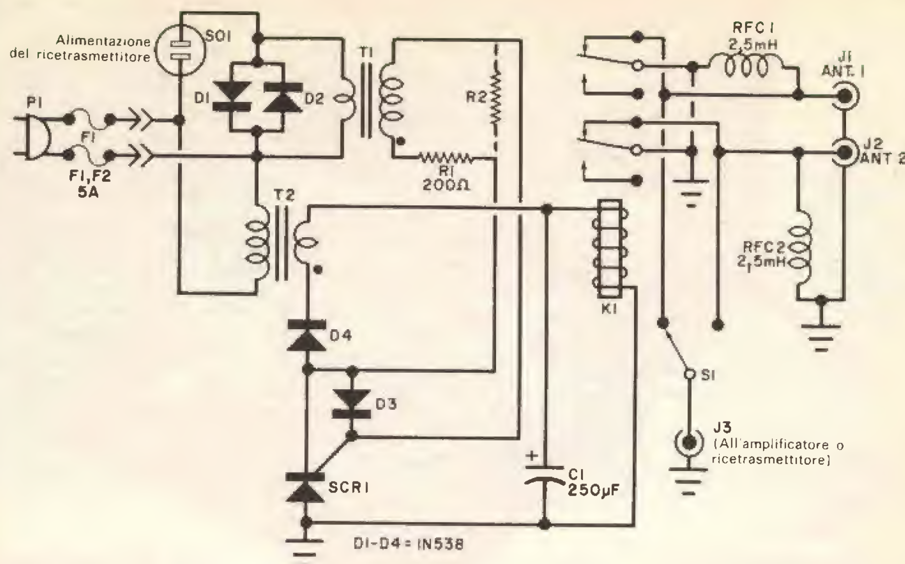


Fig. 1 - Il sistema di protezione antifulmine consente la commutazione per la scelta tra due antenne. Per la massima protezione, si usi una spina di rete con fusibili.

MATERIALE OCCORRENTE

C1 = condensatore elettrolitico da 250 µF - 50 VI
D1, D2, D3, D4 = diodi 1N538 o BY100
F1, F2 = fusibili da 250 V - 5 A
J1, J2, J3 = connettori coassiali
K1 = relé per 9 V o 12 V c.c. o c.a. con contatti da 5 A a 2 vie e 2 posizioni
P1 = spina di rete con fusibili (F1 e F2)
R1 = resistore da 200 Ω - 0,5 W
R2 = resistore di carico (ved. testo)
RFC1, RFC2 = impedenze RF da 2,5 mH - 20 mA
S1 = commutatore a 1 via e 2 posizioni con contatti da 5 A
SCR1 = raddrizzatore controllato al silicio da 150 V di picco inverso a 3 A
SO1 = presa di rete da pannello
T1, T2 = trasformatori per filamenti da 24 V - 1 A
Scatola metallica, filo per collegamenti, stagno, viti e dadi e minuterie varie

un'impedenza RF. L'impedenza RF fornisce un circuito di bassa resistenza per la scarica delle cariche c.c. ma non influisce sul normale funzionamento dell'antenna. L'accumulo di cariche statiche è maggiore durante i primi stadi di un temporale, prima che cada la pioggia. Di conseguenza, le apparecchiature si possono danneggiare prima che appaiano nuvole od altri sintomi di temporale.

Il secondo effetto di un temporale, che può causare danni alle apparecchiature, è quello di un fulmine che cade nelle vicinanze senza colpire l'antenna. In questo caso, nell'antenna e nella discesa possono essere indotte alte tensioni transitorie, le quali hanno breve durata ma possono provocare danni estesi per il loro effetto RF. Un'impedenza RF tra antenna e terra non offre nessuna protezione contro queste tensioni RF transitorie. L'unica, efficace protezione consiste nel collegamento diretto dell'antenna a terra.

Il terzo ed ultimo effetto è quello dovuto al fulmine che colpisce direttamente l'antenna. Questo, naturalmente, è quello che provoca i danni maggiori. La protezione migliore consiste nel collegamento diretto a terra dell'antenna, ma anche così si possono avere danni.

Il circuito - Lo schema del sistema di protezione antifulmine automatico è riportato nella *fig. 1*. Si noti che è stata prevista la possibilità di usare, mediante commutazione con il commutatore S1, una delle due antenne inserite nei connettori J1 e J2, i quali devono essere del tipo coassiale.

Le impedenze RF, RFC1 e RFC2, assi-

curano la protezione contro i danni dovuti ad accumulo di cariche statiche nelle due antenne. Il relé K1 cortocircuita le due antenne a terra quando il ricetrasmettitore, collegato alla presa di rete SO1, viene spento o quando manca la tensione di rete.
Il circuito rivelatore della soglia di corrente, composto da D1, D2 e T1, controlla la potenza fornita alla bobina di K1. La caduta di tensione ai capi dei diodi D1 e D2 è dell'ordine di 1,5 V da picco a picco ed è indipendente dalla potenza assorbita dal ricetrasmettitore. La caduta di tensione ad onda quadra ai capi della coppia di diodi viene trasferita, attraverso il trasformatore T1, al raddrizzatore controllato al silicio SCR1.
I resistori R1 e R2 formano un partitore di tensione che determina l'ampiezza del segnale d'eccitazione fornito alla soglia di SCR1. Il valore di R2 dipende dalla sensibilità di SCR1 e dalla potenza assorbita dal ricetrasmettitore quando è spento. Alcuni ricetrasmettitori hanno, infatti, un elemento riscaldatore sempre in funzione.
Quando il ricetrasmettitore viene acceso e quando la tensione applicata alla soglia di SCR1 è sufficiente, questo raddrizzatore controllato passa in conduzione ed alla bobina di K1 viene applicata energia attraverso il diodo raddrizzatore D4. Il diodo D3 impedisce sempre l'applicazione alla soglia di SCR1 di una eccessiva polarizzazione inversa. Le relazioni di fase dei trasformatori, indicate con puntini nello schema, sono necessarie per fornire energia alla bobina di K1.
La tensione applicata a K1 è una semionda raddrizzata con un certo contenuto di ronzio. Il filtraggio viene effettuato da C1. Date le cadute di tensione ai capi di D4 e SCR1, la tensione fornita al relé è tipicamente compresa tra 5 V e 20 V, in relazione con la resistenza in c.c. della bobina del relé. Funzionerà quindi bene un relé per 9 V o 12 V. Può essere usato un relé sia per c.c. sia per c.a. in quanto l'entità del ronzio è sufficientemente bassa per evitare che il relé ronzi.

Costruzione - Nella *fig. 2* si vede la disposizione dei componenti nella scatola metallica. Per facilitare la lavorazione della lamiera ed il montaggio, si consiglia di piegare all'infuori i lati della scatola. In tal modo, il montaggio delle parti ed i collegamenti potranno essere fatti rapidamente.
I collegamenti relativi alla RF devono essere corti il più possibile, in modo da non peggiorare il rapporto di onde stazionarie. Il relé, inoltre, non deve essere montato troppo vicino ai trasformatori, a meno che questi non siano provvisti di un buon schermo magnetico.
Non è necessario conoscere la fasatura dei trasformatori, in quanto un eventuale errore di collegamento non può provocare danni ai componenti. Se le antenne non saranno staccate da terra quando il ricetrasmettitore viene acceso, per ottenere la giusta fasatura si potranno invertire i collegamenti di una delle quattro coppie di terminali dei trasformatori.
Per evitare complicazioni di isolamento, in questo progetto l'anodo di SCR1 connesso all'involucro è a potenziale di massa. Si consiglia di usare una spina di rete provvista di fusibili, la quale offrirà protezione anche nell'eventualità che un fulmine colpisca la linea di rete.
I collegamenti del circuito devono in un primo tempo essere fatti senza R2. Collegando quindi ad SO1 il ricetrasmettitore spento, il relé K1 non dovrebbe staccare da terra le antenne. Se le stacca, in parallelo al secondario di T1 può essere collegato un potenziometro per determinare il valore di R2 necessario per azionare K1 solo quando il ricetrasmettitore viene acceso.

Collaudo ed uso - Se si devono usare un amplificatore ed un ricetrasmettitore, l'uscita dell'amplificatore deve essere collegata al connettore J3 del sistema di protezione. Devono poi essere fatte misure di rapporto di onde stazionarie con il sistema di protezione incluso ed escluso, onde accertare che la qualità della costruzione sia adeguata. Tra le due letture non ci dovrebbe essere una differenza apprezzabile.
Il sistema di commutazione è più che sufficiente per trasmettitori fino a 1.000 W di potenza. Con una buona tecnica costruttiva, il sistema di commutazione può

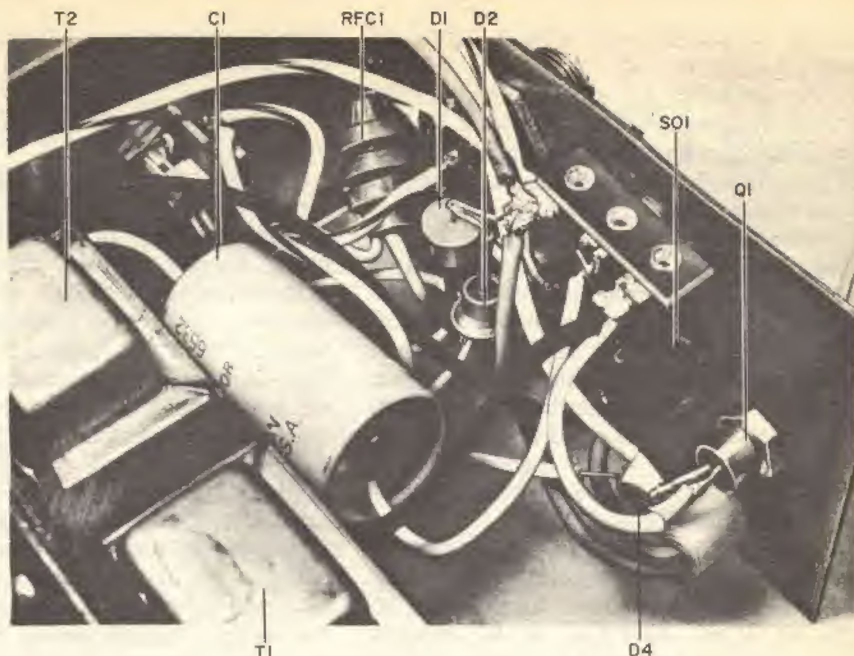
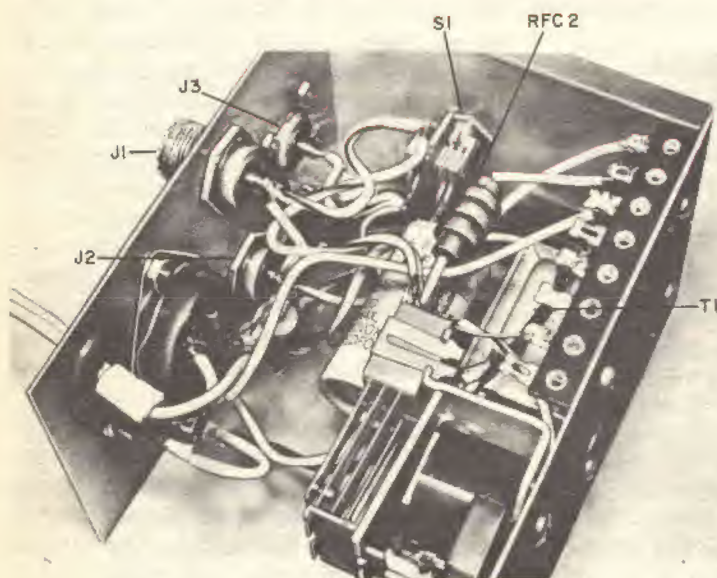


Fig. 2 - Il montaggio dei componenti riesce meglio se i lati della scatola vengono piegati leggermente in fuori per la lavorazione e per i collegamenti.



essere usato per tutte le frequenze comprese tra 3,5 MHz e 30 MHz.

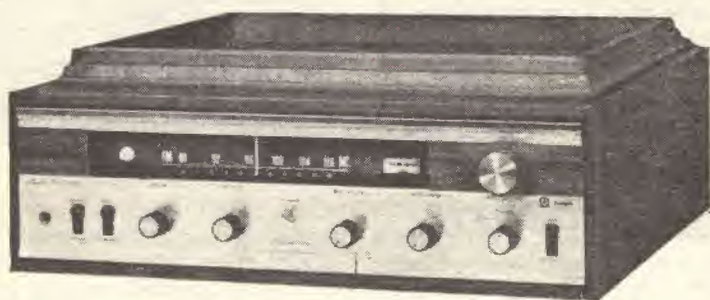
La protezione contro danni dovuti ad accumulo di cariche sulle antenne è più che adeguata, anche con il ricetrasmettitore acceso. Con il ricetrasmettitore spento, si ha una completa protezione automatica contro i transitori di tensione sulle antenne, le quali vengono automaticamente collegate a terra attraverso i contatti del relé. Si ha pure una certa protezione, anche se incompleta, nel caso che un fulmine colpisca direttamente le antenne.

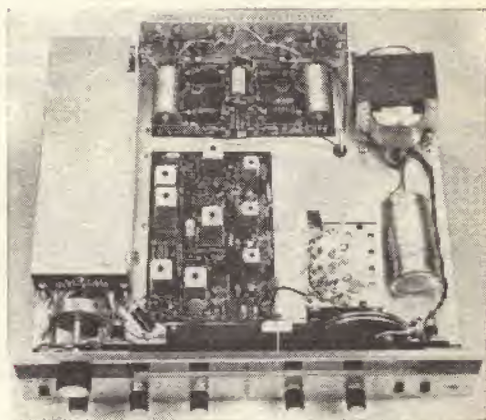
La tensione di rete è necessaria per azionare il relé K1. Perciò, le antenne vengono automaticamente collegate a terra nel caso di mancanza dell'energia di rete.



Ricevitore MF stereo da 50 W

Per facilità di montaggio, versatilità, potenza d'uscita e qualità di riproduzione, il ricevitore MF Stereo modello KG-980 della ditta Knight-Kit si può considerare tra i migliori ricevitori della sua classe.
Tre grandi circuiti stampati semplificano i collegamenti dell'apparecchio e riducono al minimo il lavoro di montaggio. Inoltre, per eliminare messe a punto critiche, le parti RF e FI vengono fornite già montate ed allineate in fabbrica. I collegamenti da punto a punto dell'alimentatore e dei circuiti audio d'uscita non presentano alcuna difficoltà, nemmeno per un principiante.
Per la massima stabilità, il KG-980 è dotato di circuiti d'uscita audio a simmetria complementare. La sezione amplificatrice è senza trasformatori ed è dotata di





Per il ricevitore KG-980 sono stati realizzati due tipi di mobili. Uno consiste in una semplice scatola; l'altro (illustrato nella fotografia) è stato previsto per il montaggio di un giradischi nella parte superiore. Nella foto a destra si vedono il sintonizzatore MF, il trasformatore d'alimentazione ed il condensatore di filtro, i circuiti amplificatori audio di potenza e (in uno schermo) i preamplificatori audio. Al centro è visibile la basetta FI/multiplex.

CARATTERISTICHE TECNICHE DEL KG-980

SINTONIZZATORE

Sensibilità utile secondo le norme americane IHF: 3 μV
Responso: 30 - 15.000 Hz ± 1 dB
Distorsione armonica: inferiore all'1%
Ronzio e rumore: — 50 dB
Gamma di sintonia: 88 - 108 MHz
Reiezione d'immagine e FI: superiore a 80 dB
Soppressione MA: superiore a 30 dB
Separazione tra i canali MF stereo: 30 dB

AMPLIFICATORE

Potenza d'uscita: 50 W IHF (potenza continua ad onda sinusoidale di 34 W su un carico di 8 Ω)
Responso in frequenza: 18 - 30.000 Hz ± 1 dB
Banda di potenza: 20 - 20.000 Hz
Ronzio e rumore d'entrata: entrata ausiliaria — 65 dB; entrata fono magnetico (equalizzazione RIAA) — 60 dB
Separazione tra i canali: più di 50 dB
Impedenza d'uscita: 4 - 16 Ω
Fattore di smorzamento: 50
Distorsione di intermodulazione: inferiore all'1% con frequenza di 60 Hz e 7.000 Hz mescolate nel rapporto 4 : 1 alla potenza specificata.

responsi in frequenza e di potenza larghi il più possibile. Due stadi RF nel sintonizzatore assicurano un'altissima sensibilità per la ricezione stereo MF. L'uso del ricevitore viene semplificato da una commutazione automatica stereo-mono, da una lampadina indicatrice stereo, e da un indicatore di sintonia.

Il ricevitore in esame ha molti controlli, tra cui alcuni commutatori a bilanciere. Le entrate sono adatte per fono magnetico, per fono ceramico (ausiliario), e per nastro. Sono presenti uscite per due altoparlanti, per nastro e per una cuffia stereo. In funzionamento, il sintonizzatore, la FI multiplex e la lampadina indicatrice di sintonia non vengono alimentati fino a che il commutatore selettore non viene portato in posizione "Sintonizzatore". I preamplificatori audio del ricevitore, per ridurre al minimo il ronzio indotto, sono racchiusi in uno schermo metallico. 

Gamma completa di cassette per registratori

La Mallory Batteries, con sede in Via Catone, 3 - 20158 Milano, ha annunciato la produzione di una gamma completa di cassette di nastri da incidere per registratore, a fruscio ridotto, denominate Mallory Duratape.

Queste cassette sono disponibili in quattro modelli: il C30 della durata di 30 min, il C60 della durata di 60 min, il C90 della durata di 90 min ed il C120 della durata di due ore. La gamma comprende anche il CHC, dispositivo non abrasivo per la pulitura della testina.

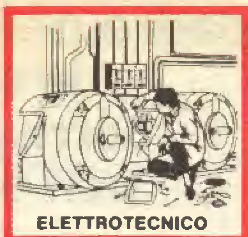


I nastri Mallory Duratape, dopo il grande successo conseguito negli Stati Uniti e nel Canada, vengono venduti ora anche in Europa. Essi costituiscono un naturale complemento delle batterie Duracell della Mallory, già largamente usate nei registratori a nastro, radio ed altri apparecchi transistorizzati.

La Mallory ha deciso di entrare nel mercato delle cassette per registratore in quanto, da ricerche di mercato, risulta che oltre la metà delle vendite nel campo dei registratori a nastro consiste di tipi a cassetta e tale percentuale è in continuo aumento.

Risulta inoltre che le cassette con nastro da incidere vengono vendute con un ritmo sette volte superiore a quello delle cassette già incise. 









CORSI TEORICO-PRATICI: RADIO STEREO TV - ELETTROTECNICA - ELETTRONICA INDUSTRIALE - HI-FI STEREO - FOTOGRAFIA.

CORSI PROFESSIONALI: DISEGNATORE MECCANICO PROGETTISTA - IMPIEGATA D'AZIENDA - MOTORISTA AUTORIPARATORE - ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE - TECNICO D'OFFICINA - LINGUE.

CORSO-NOVITÀ: PROGRAMMAZIONE ED ELABORAZIONE DEI DATI.

Poi ho spedito un tagliando (come quello qui riprodotto) specificando il corso scelto. Dopo pochi giorni, ho ricevuto, gratis e senza alcun impegno, una splendida e dettagliata documentazione a colori, mi sono iscritto, ho regolato l'invio delle dispense e dei materiali (compresi nel prezzo) a seconda della mia disponibilità di tempo e di denaro, mi sono costruito un completo laboratorio tecnico... in una parola, mi sono specializzato studiando a casa mia, con comodo, senza nessuna vera difficoltà. Infine, ho frequentato per 15 giorni un corso di perfezionamento, gratuito, presso la sede della Scuola.

IMPORTANTE: al termine del corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la vostra preparazione.

Provate anche voi: ci sono 80.000 ex-allievi in Italia che vi consigliano la SCUOLA RADIO ELETTRA, la più grande Organizzazione Europea di studi per corrispondenza.

Compilate, ritagliate (oppure ricopiatelo su cartolina postale) e spedite questo tagliando, che vi dà diritto a ricevere, gratis e senza alcun impegno da parte vostra, una splendida e dettagliata documentazione a colori sul corso scelto. Scrivete, indicando il vostro nome, cognome, indirizzo e il corso che vi interessa: vi risponderemo personalmente.



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5
10126 Torino

dolci 665





INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI ____________

(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

MITTENTE:

NOME ____________

COGNOME ____________

PROFESSIONE ____________ ETÀ ______

VIA ____________ N. ______

CITTÀ ____________

COD. POST. ______ PROV. ______

MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY ☐ PER PROFESSIONE O AVVENIRE ☐

UNA PROFESSIONE NUOVISSIMA PER I GIOVANI CHE HANNO FRETTA DI AFFERMARSI E DI GUADAGNARE. MOLTO.



I PROGRAMMATORI

Davvero non c'è tempo da perdere. Entro i prossimi 5 anni saranno necessari almeno 100.000 tecnici qualificati nella Programmazione ed Elaborazione dei Dati, altrimenti migliaia di calcolatori elettronici, già installati, rischieranno di rimanere bloccati e inutilizzati.
Del resto, già oggi per le Aziende diventa difficile trovare dei giovani preparati in questo campo (basta guardare gli annunci sui giornali).

Per venire incontro alle continue richieste e per offrire ai giovani la possibilità di un impiego immediato, di uno stipendio superiore alla media e di una carriera rapidissima, la SCUOLA RADIO ELETTRA ha istituito un nuovissimo corso per corrispondenza:
PROGRAMMAZIONE
ED ELABORAZIONE DEI DATI
In ogni settore dell'attività umana i calcolatori elettronici hanno assunto il ruolo di centri vitali, motori propulsori dell'intero andamento aziendale. Per questo non possono rimanere inattivi. E per questo le Aziende commerciali o industriali, pubbliche o private, si contendono (con stipendi sempre più alti) i giovani che sono in grado di "parlare" ai calcolatori e di sfruttarne in pieno le capacità.



LA SCUOLA RADIO ELETTRA VI FA DIVENTARE PROGRAMMATORI IN POCHI MESI.
Attenzione: a questo corso possono iscriversi tutti; non si richiede una preparazione precedente, ma solo attitudine alla logica.



Seguendo, a casa Vostra, il nostro corso di Programmazione ed Elaborazione dei Dati, imparerete tutti i più moderni "segreti" sul "linguaggio" dei calcolatori. E li imparerete non con difficili e astratte nozioni, ma con lezioni pratiche e continui esempi. La Scuola Radio Elettra dispone infatti di un modernissimo e completo Centro Elettronico dove potrete fare un turno di pratica sulla Programmazione, che vi consentirà un immediato inserimento in una qualsiasi Azienda.

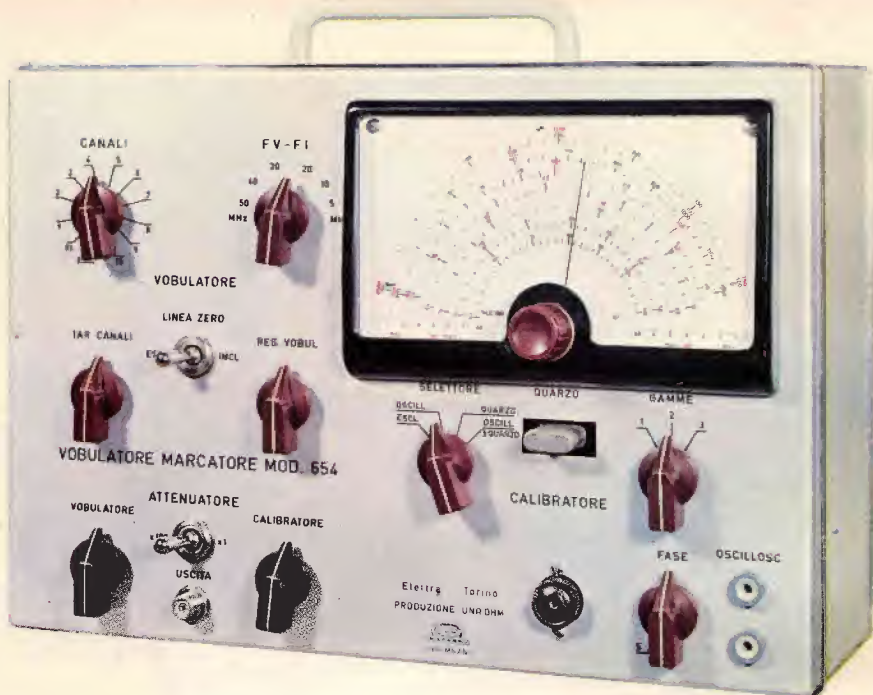
IMPORTANTE: al termine del corso la Scuola Radio Elettra rilascia un attestato da cui risulta la Vostra preparazione.
Nel Vostro interesse, richiedeteci subito maggiori informazioni.
Mandateci il vostro nome, cognome e indirizzo: vi forniremo, gratis e senza alcun impegno, una splendida e dettagliata documentazione a colori.



Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5 389
10126 Torino

dolci 693





STRUMENTI

VOBULATORE MARCATORE

Riunisce in un unico complesso gli strumenti necessari per la messa a punto di tutti i ricevitori TV e permette, unitamente ad un oscilloscopio, l'osservazione diretta e visiva delle curve caratteristiche del televisore.

CARATTERISTICHE

Alimentazione: 125 V - 160 V e 220 V c.a. - Dimensioni: 320 x 225 x 140 mm (esclusa la maniglia). - Pannello: in alluminio satinato ed ossidato. - Scatola: in lamiera di ferro verniciato e satinato. - Accessori: adattatore d'impedenza da 75 Ω a 300 Ω; a richiesta contenitore uso pelle.

SEZIONE VOBULATORE - Frequenze d'uscita: da 3 a 50 MHz a variazione continua e a scatti da 54 a 229 MHz per i 10 canali TV italiani. - Attenuatore d'uscita: regolazione a scatti e continua. - Impedenza d'uscita: 75 Ω sbilanciata, 300 Ω bilanciata con traslatore esterno. - Vobulazione: regolabile con continuità da 0 a oltre 10 MHz. - Tensione d'uscita su 75 Ω: 200 mV da 3 a 50 MHz, 500 mV da 54 a 229 MHz.

SEZIONE MARCATORE - Campo di frequenza: da 4 a 14 MHz, da 20 a 115 MHz, da 160 a 230 MHz in sei scale. - Precisione di frequenza: ± 1%. - Oscillatore a quarzo: con quarzo accessibile dall'esterno; campo di frequenza da 3 a 20 MHz. - Attenuatore d'uscita: regolazione a scatti e continua. - Tensione d'uscita: oscillatore variabile 100 mV, oscillatore a quarzo 200 mV.

Per la precisione richiesta dalle misure viene fornito in unico pacco già montato e tarato a L. 94.300 tutto compreso. Effettuare il pagamento anticipato sul C.C.P. n. 2/214 - Scuola Radio Elettra - Torino.



Scuola Radio Elettra
10126 Torino Via Stellone 5/